tijdschrift van het

nederlands elektronica- en radiogenootschap

deel 42 - nr 6 - 1977

nederlands elektronica- en radiogenootschap

Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap
Postbus 39, Leidschendam. Gironummer 94746 t.n.v.
Penningmeester NERG, Leidschendam.

HET GENOOTSCHAP

Het Genootschap stelt zich ten doel in Nederland en de Overzeese Rijksdelen de wetenschappelijke ontwikkeling en de toepassing van de elektronica en de radio in de ruimste zin te bevorderen.

Lidmaatschap

Voor lidmaatschap wende men zich tot de secretaris. Het lidmaatschap staat -behoudens ballotage- open voor academisch gegradueerden en hen, wier kennis of ervaring naar het oordeel van het bestuur een vruchtbaar lidmaatschap mogelijk maakt. De contributie bedraagt fl. 45,--.

Studenten aan universiteiten en hogescholen komen bij gevorderde studie in aanmerking voor een juniorlidmaatschap, waarbij 50% reductie wordt verleend op de contributie. Op aanvraag kan deze reductie ook aan anderen worden verleend.

HET TIJDSCHRIFT

Het tijdschrift verschijnt zesmaal per jaar. Opgenomen worden artikelen op het gebied van de elektronica en van de telecommunicatie.

Auteurs die publicatie van hun wetenschappelijk werk in het tijdschrift wensen, wordt verzocht in een vroeg stadium kontakt op te nemen met de voorzitter van de redactie commissie.

De teksten moeten, getypt op door de redactie verstrekte tekstbladen, geheel persklaar voor de offsetdruk worden ingezonden.

De abonnementsprijs van het tijdschrift bedraagt f 45,--. Aan leden wordt het tijdschrift kosteloos toegestuurd.

Tarieven en verdere inlichtingen over advertenties worden op aanvrage verstrekt door de voorzitter van de redactiecommissie.

DE EXAMENS

De examens door het Genootschap ingesteld en afgenomen zijn:

a. op lager technisch niveau:"Elektronica monteur NERG"
b. op middelbaar technisch niveau: Middelbaar Elektronica Technicus NERG"

Brochures waarin de exameneisen en het examenreglement zijn opgenomen kunnen schriftelijk worden aangevraagd bij de Administratie van de Examencommissie.

Voor deelname en inlichtingen wende men zich tot de Administratie van de Examencommissie NERG, Genemuidenstraat 279, den Haag, gironummer 6322 te den Haag.

UITREIKING VEDERPRIJZEN 1976

Jaarlijks wordt door de Stichting Wetenschappelijk Radiofonds VEDER onderzocht of een prijs kan worden toegekend aan één of meer jongere onderzoekers, die op het gebied van radio-telecommunicatie en elektronika baanbrekend wetenschappelijk werk hebben verricht.
Dit jaar konden twee prijzen worden toegekend. Op vrijdag 23 september 1977 werden deze in een korte plechtigheid uitgereikt door Mevr. C.E. van Hoboken - Veder, tijdens een gemeenschappelijke werkvergadering, die het Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap (N.E.R.G.) en de Benelux Sectie van het "Institution of Electrical and Electronic Engineers" (I.E.E.E.) hadden belegd in het RAI-Gebouw te Amsterdam, ter gelegenheid van de tentoonstelling "HET INSTRUMENT".
Hieronder volgen voor beide prijzen de consideransen. De foto's welke hier zijn afgedrukt werden genomen door ons lid ing. C.G. Wouters en op ons verzoek voor publicatie in het tijdschrift ter beschikken gesteld.

Considerans, uitgesproken door Prof.dr.H.de Waard bij de uitreiking van de Vederprijs met gouden medaille voor het jaar 1976 aan Ir. J.O. Voorman, werkzaam in het Natuurkundig Laboratorium van de N.V. Philips te Eindhoven.

In haar vergadering van 18 mei 1948 besloot het Bestuur van het wetenschappelijk radiofonds Veder een prijs groot 1500 gulden toe te kennen aan Professor B.D.H. Tellegen, terzake van zijn bijdrage tot de ontwikkeling van de pentode. Nog onder de indruk van dit blijk van erkenning publiceerde Professor Tellegen in hetzelfde jaar een artikel getiteld "The gyrator, a new network element". Met deze gyrator had Tellegen het laatste lineaire constante passieve netwerkelement ingevoerd, dat naast weerstand, capaciteit, transformator en zelfinductie nog mogelijk was. In dit ideale netwerk met twee klemmenparen, een ingangspaar en een uitgangspaar, is de uitgangsstroom zuiver evenredig met de ingangsspanning en tegelijk de ingangsstroom zuiver evenredig met de uitgangsspanning. De voorwaarde, dat in het netwerk geen vermogen wordt gedissipeerd houdt in, dat beide



evenredigheidsconstanten elkaars tegengestelde zijn. Zij hebben de dimensie van een geleidingsvermogen. In zo'n netwerk worden de rollen van stroom en spanning omgekeerd en daarom gyreert het een capaciteit aan de uitgang tot een zelfinductie aan de ingang. Dat is een aardige eigenschap, want zo kunnen in principe grote coëfficiënten van zelfinductie worden gerealiseerd, met schakelingen, die veel kleiner, veel handelbaarder en veel goedkoper zijn dan spoelen.

Wordt aan de ingang van een kunstspoel opgebouwd uit een gyrator met condensator over de uitgang, nog een condensator aangesloten, dan hebben we een afgestemde kring, die onder bepaalde voorwaarden kan oscilleren. Omdat de grootte van de zelfinductie van de kring gemakkelijk kan worden gevarieerd door het geleidingsvermogen van de gyrator te veranderen, hebben we daarmee dan een frequentiemodulator in handen.

Maar hoe maak je een gyrator? Dat dit zou moeten gebeuren door simulatie van de gyratorvergelijkingen met behulp van schakelingen met actieve elementen was aanstonds duidelijk, en daartoe zijn, blijkens de litteratuur verschillende pogingen gedaan. Maar de resultaten bleven lange tijd verre van ideaal. Ik bedoel daarmee letterlijk, dat de eenvoudige gyratorvergelijkingen niet goed genoeg konden worden benaderd.

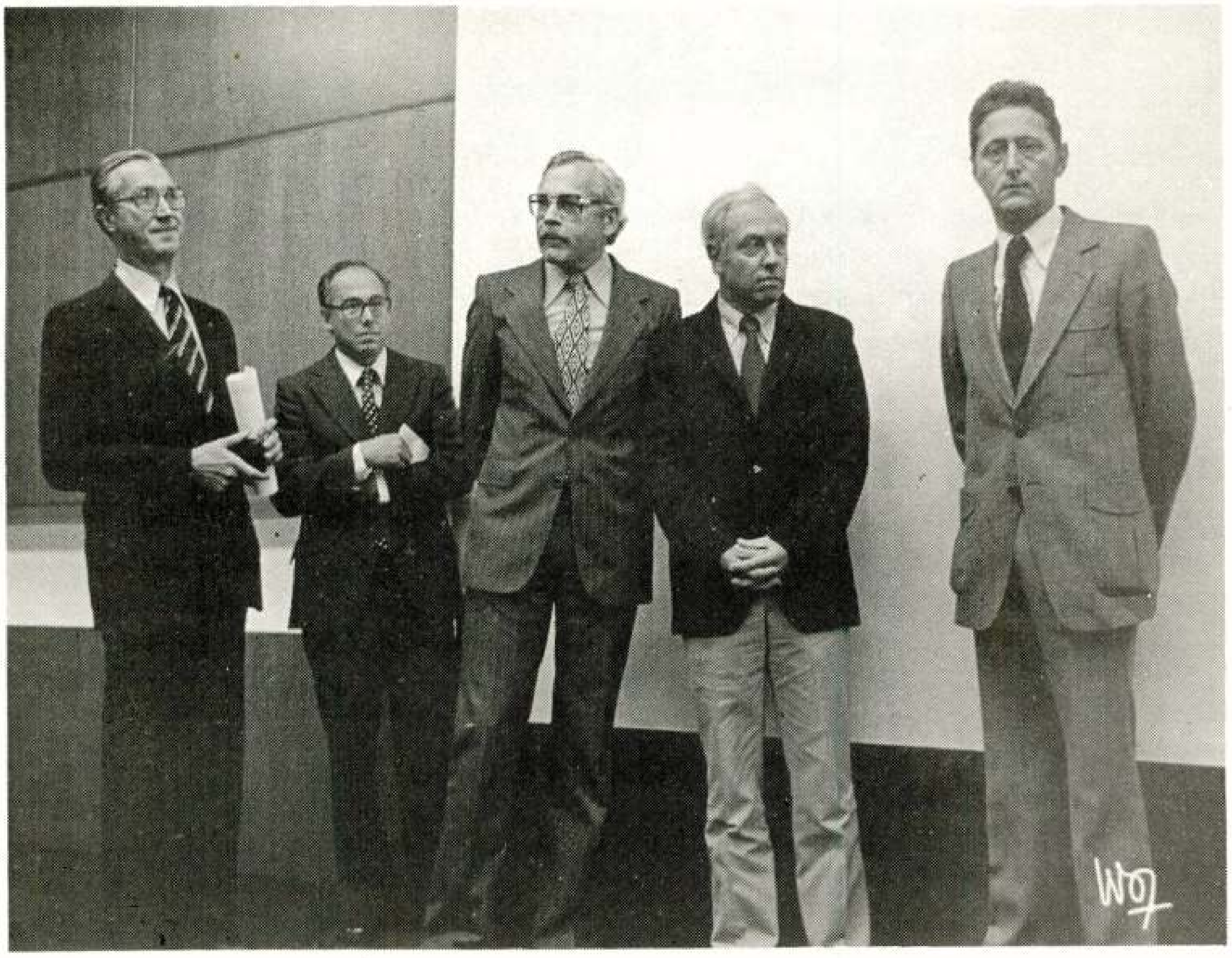
Ir. J.O. Voorman, studeerde elektrotechniek in Delft en kwam op 1 oktober 1964 op het Natuurkundig Laboratorium van Philips werken. In 1970, toen geïntegreerde circuits in snelle opkomst waren, raakte hij geïnteresseerd in de vraag hoe daarmee misschien betere gyrators te maken waren. Hij ging daarbij uit van een voor de hand liggende schakeling, namelijk van 2 differentie versterkers, waarvan de ene op de normale wijze een ingangsspanning in een uitgangsstroom omzet en de andere, achterstevoren ofwel antiparallel verbonden een uitgangsspanning in een ingangsstroom. Om met deze schakeling de ideale gyrator redelijk te benaderen was het onder meer nodig, met behulp van een zorgvuldig gekozen geïntegreerd samenstel van echte transistoren een kunsttransistor met zeer hoge transconductantie en zeer hoge stroomversterking te simuleren. Het resultaat leek goed, in The Journal of Solid State Circuit schrijft Voorman in 1972: "Our gyrator seems to be the first accurate monolithic gyrator of this kind". Deze uiting van tevredenheid betekende niet, dat Ir. Voorman de tekortkomingen van de gemaakte schakeling niet besefte. Zo schrijft hij in 1976 "The design problem of a gyrator which in combination with a capacitor can fully compete with coils has not yet been solved". En hij constateert dan, dat vooral de ruis en het energieverbruik nog zorgen baren. De laatste zorg weet hij dan echter goeddeels weg te nemen door het ontwerp van een adaptieve gyrator, waarin op listige wijze de ruststroom in de transistoren wordt geregeld met de omhullende van de signaalstromen.

Naast deze innoverende activiteiten van Ir. Voorman mag ik de grondige analyse die hij en Ir. Blom van het ruisgedrag gaven en de mooie toepassingen als ideale frequentiemodulator en in verschillende filters niet onvermeld laten, maar de tijd belet me, daarover verder uit te wijden.

Ongetwijfeld heeft de inventieve studie van de electronisch gesimuleerde gyrator van Ir. Voorman een belangrijke bijdrage geleverd tot de ontwikkeling van de electronische communicatie in ruime zin en het is om die reden, dat het bestuur van het Wetenschappelijk Radiofonds VEDER besloten heeft, hem de gouden medaille en de daaraan verbonden geldprijs toe te kennen.



J.O. Voorman, K. Nienhuis, E. Goldbohm, Mevr. Hoboken-Veder, A. van de Ree, K.F.Dijkstra, W.B.S.M. Kneefsel, M. Meijers.



E. Goldbohm, W.B.S.M. Kneefsel, A. v. Ree, K. Nienhuis, W. Meijers.

Considerans, uitgesproken door Ir.K.Vredenbregt bij het uitreiken van de Vederprijs met gouden medaille en oorkonde voor het jaar 1976 aan het Christiaan Huygens Laboratorium en het team voor het ARTEMIS-project.

In het Christiaan Huygens Laboratorium te Noordwijk is een elektronisch plaatsbepalingssysteem ontwikkeld, dat mogelijkheden biedt om ten opzichte van een vast punt op zee plaatsbepalingen te verrichten onder allerlei weersomstandigheden, door gebruik te maken van radiocommunicatietechnieken. De nauwkeurigheid die met dit systeem bereikt wordt, is voor afstandschattingen ongeveer drie orden beter dan de mens - onder gelijksoortige omstandigheden - zonder hulpmiddelen zou kunnen verwezenlijken. Voor hoeken is de verfijning die in nauwkeurigheid wordt verkregen, omstreeks twee orden beter dan bij de mens. De reikwijdte is tot aan de horizon.

Van het elektronisch plaatsbepalingssysteem zijn er thans enkele tientallen in gebruik, waarbij varianten voor het bepalen van de plaats van mobiele opstellingen op zee ten opzichte van een vaste waarnemingspost aan de wal en varianten welke de functie hebben om de positie van mobiele opstellingen op grote afstand van een referentiepost binnen een bepaald doelveld besloten te houden. Het bijzondere is, dat de toepassingen hoofdzakelijk gevonden worden bij het uitvoeren van waterbouwkundige werken buiten de kust in volle zee, waar optische middelen tekort schieten. De aard van deze werken brengt met zich mee, dat voor de meeste projecten afzonderlijke extra voorzieningen in het plaatsbepalingssysteem moeten worden opgenomen, wil het daar als kwalitatief hoogwaardig meetsysteem gerieflijk kunnen functioneren.

De ontwikkeling van het systeem-in-eerste-opzet tot de verwezenlijking in zijn huidige conceptie heeft een groot aantal jaren in beslag genomen. In 1973 werd het voor het eerst door een publikatie in de openbaarheid gebracht. *)

Het systeem werd gerealiseerd, door hoogwaardige technische kennis en inventiviteit in team-verband te bundelen met het vakmanschap, vereist om een met zorg vervaardigd en nauwkeurig instrument te verkrijgen dat tegen alle klimatologische invloeden bestand is.
Deze omstandigheden en de belangstelling die het meetsysteem thans geniet in de kringen waar het zijn toepassing verkreeg zijn voor het bestuur van het WERA-fonds aanleiding geweest, de gouden Veder-medaille met bijbehorende oorkonde aan te bieden aan de Directie van het Christiaan Huygens Laboratorium en de daaraan verbonden geldprijs in delen toe te kennen aan:
- als eerste de heer

Willem Bernard Samuel Maria Kneefel,

te Noordwijk aan Zee, in verband met het ontwikkelen van de schakelingen welke dienen om de afstand te meten en welke opvallen door de eenvoud van de oplossing van het transmissieprobleem en door de relatief grote nauw-

keurigheid die in de afstandsmeting is bereikt;

- als tweede de heer

  ir. Arie van der Ree, te Voorhout,

voor het als projectleider uitwerken van het prototype van het plaatsbepalingssysteem tot zijn huidige vorm, daarbij grote aandacht schenkend aan de digitale dataverwerking en de programma's voor het omzetten van informatie in polaire vorm naar die in andere coördinaten teneinde het aankoppelen van plotters van diverse types mogelijk te maken;

- als derde, vierde en vijfde de heren

  Kees Nienhuis, te Noordwijk;

  Willem Meyers, te Noordwijk aan Zee;

  Klaas Fedde Dijkstra, te Noordwijk,

voor het aandeel, dat zij hadden in de ontwikkeling, productie en installatie van de onderdelen van het meetsysteem.

---

*) blz.73, deel 38 van dit tijdschrift

UIT HET NERG

LEDENMUTATIES

Voorgestelde leden

Ir. F. Zelders, Kerveltuin 36, Leiderdorp.

Nieuwe leden

Ir. T. Bergmans, Plevierstraat 37, Oosterhout N.B.
Ir. B.K. van der Chys, Landsteinerbocht 27, Delft.
Ir. J.T.A. Neessen, Vossenschanslaan 40, Woerden.
Ing. G.A. Pasman, Taludweg 10, Oosterbeek.
Ir. E. Woudstra, Boeroestraat 22, Delft.

Nieuwe adressen van leden

Ing. J.J. Bliek, van Beuningenplantsoen 1, Voorschoten.
Ir. J.N.A.M. van Gils, Lekdijk Oost 1, Beusichem.
Ir. J.H. Huijsing, 't Woudt 8, 't Woudt, gem. Schipluiden.
Ir. L.J.M. Janssen, Vliet 34, Prinsenbeek.
Ir. J.G. Nijboer, Vespuccistraat 35, Geldrop.
Ir. A. Prins, 8 Merinoplace, Sylvania, N.S.W. 2224, Australia.
Ir. J.M.P.C.M. Visser, Kruidenommegang 18, Duivendrecht.

RECENT ADVANCES IN THE USE OF MICROPROCESSORS IN TEST INSTRUMENTS

Kevin J. Bradford, M.Sc.
Hewlett-Packard Ltd.

This paper describes some of the limitations of a typical traditional test instrument and then explains some of the ways in which these may be overcome by the use of a microprocessor. A review is given of some of the benefits of using a microprocessor and two microprocessor controlled instruments are described, showing the ways in which they make use of microprocessors. These examples also illustrate how the rapidly increasing power of the latest microprocessors is leading to increasingly more 'intelligent' instruments.

A description is then given of some of the features of the instrument interface bus which is shortly to become an IEC standard. The increasing use of microprocessors has led to a greater interest in this interface, and also to simpler implementation of the interface in instruments.

Finally a brief explanation is given of a new digital troubleshooting technique known as 'Signature Analysis'. This technique promises to permit the field repair of complex digital and microprocessor based circuit boards down to component level.

TRADITIONAL INSTRUMENT

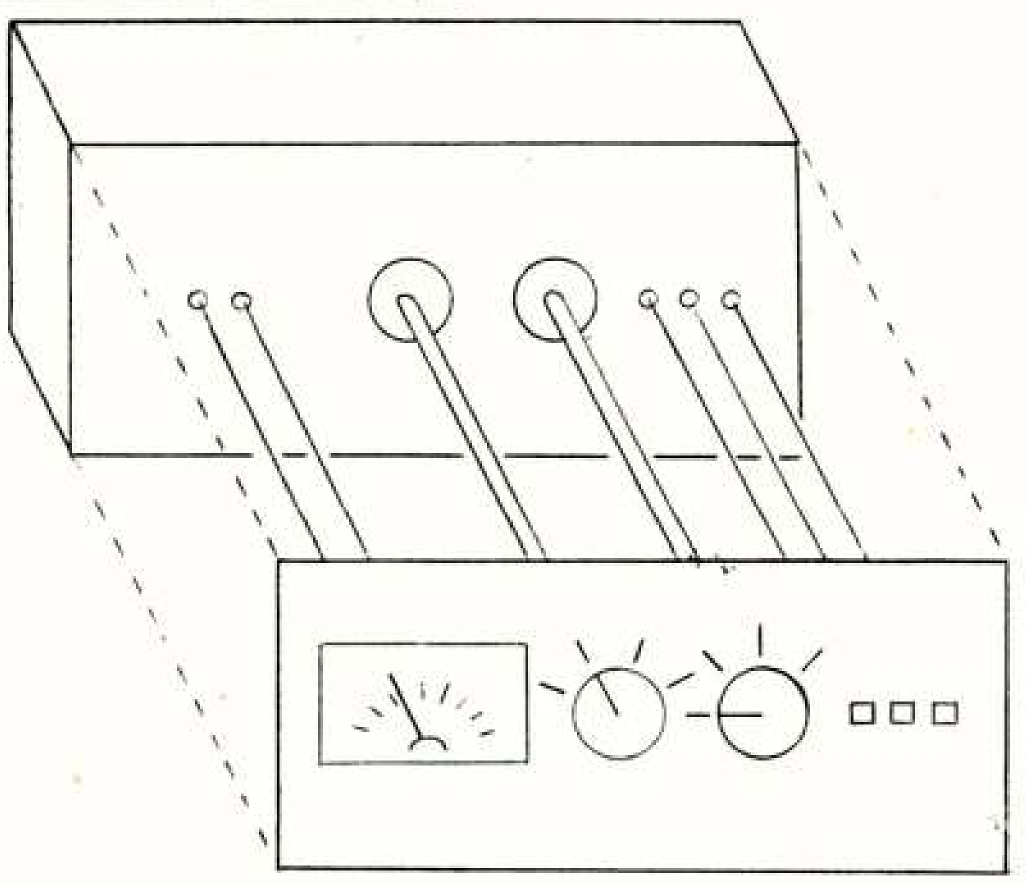


Fig. 1 Layout of controls in a typical traditional instrument.

The front panel controls of a typical traditional test instrument are shown in Fig. 1 and consist of rotary control knobs and push button switches directly controlling the internal functions of the instrument. Thus the types of control and their layout on the front panel may be determined more by the internal structure than by the measurement function of the instrument. This can make the instrument difficult to use as the controls may be laid out in a confusing and illogical manner. The constraints of the internal structure can also be very frustrating to a designer attempting to arrange the controls in a more logical fashion.

The results of a measurement made on this type of instrument frequently have to be derived from a combination of switch settings and a meter reading which can make the instrument difficult to use until the user is familiar with it. The user may even have to understand the internal design of the instrument before being able to make full use of it.

However, microprocessors are already contributing to eliminating some of these problems and allowing designers much more freedom to concentrate on producing instruments which are easier to use.

BENEFITS OF MICROPROCESSORS

Microprocessors can be used in test instruments to:

1. Eliminate the possibility of incompatible control settings. Software routines may be used to check front panel control settings and provide error diagnostic messages to the user indicating the error which has been made.
2. Control auto-ranging attenuators, eliminating manual attenuators.
3. Provide auto-calibration. This can make a significant contribution to improved measurement accuracy in an instrument. Before making an actual measurement, the microprocessor calibrates

the instrument by measuring an accurate internal reference signal and comparing this measured result with the expected result. The difference is then used as a correction factor in subsequent measurements.

4. Permit the use of memory when making measurements. For example, this can be useful for:

a) Comparing the measured result with a stored threshold level for subsequent decision making.

b) The correction of transducer readings using a table of correction factors stored in memory.

5. Provide auto-sequence capability. The instrument may be programmed to run through a sequence of measurements which had previously been stored in memory.

6. Permit decision making on the result of a measurement. For example, a sequence of measurements may be halted if a measured result does not lie within a previously specified range, or the next measurement to be made in a sequence might depend on the result of the present one.

7. Permit the arrangement of front panel controls for ease of use. In general the analogue circuit blocks in the instrument will be controlled by the microprocessor and so direct control of them from the front panel will no longer be required. Thus microprocessor control of an instrument provides almost complete freedom in planning the front panel layout, and so the controls may be arranged for maximum user convenience.

8. Provide self-test programmes. These programmes can be used as an aid in trouble-shooting the instrument and are usually arranged to carry out functional checks on each circuit module separately. Thus, it is possible to isolate a fault to a particular module very rapidly.

MICROPROCESSOR CONTROLLED INSTRUMENTS

The following examples show the way in which the tremendous increase in computing power of recent microprocessors has led to a similar increase in the "intelligence" of microprocessor controlled instruments.

Oscilloscope

Fig. 2 shows the front panel of a Hewlett-Packard 1722A oscilloscope, one of the first test instruments on the market making use of a microprocessor. The microprocessor is used to improve the accuracy and simplify the measurement of timing and voltage. Amongst other things, the oscilloscope measures the timing between two intensified markers on a trace on the screen to within $\pm$ 0.5%, whereas the accuracy of a conventional oscilloscope is typically 3-5%. The scope will also measure and display frequency to the same accuracy, and can also function as a 3½ digit digital voltmeter for the accurate measurement of signal voltage applied to the Channel A input. These measurements are made possible by making use of the calculating power of the microprocessor.

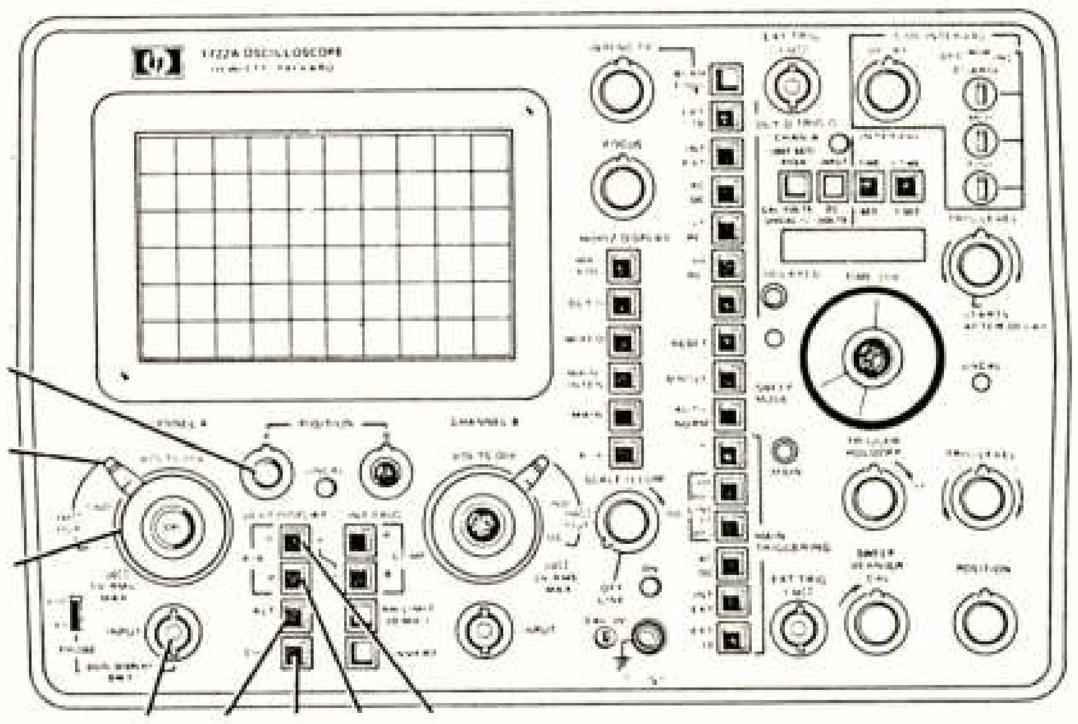


Fig. 2 Oscilloscope incorporating a microprocessor.

The microprocessor used in this application is the one which was designed for use in Hewlett-Packard's first range of pocket calculators, chosen because it provided convenient interfaces to a keyboard or other front panel controls, and a digital display. It is also optimised to perform the arithmetic functions such as addition and subtraction which are required for scaling purposes in this application.

Fig. 3 gives some idea of the hardware structure of the microprocessor. The front panel controls of the oscilloscope are encoded, multiplexed and strobed by means of the keyboard row and column lines to appear as keystrokes to the microprocessor. The output signals to the digital display are also multiplexed to reduce the number of lines. Communication between devices is entirely serial on single lines with serial address and data (instruction) lines, helping to minimise the number of pins on each Integrated Circuit package and so reduce their cost.

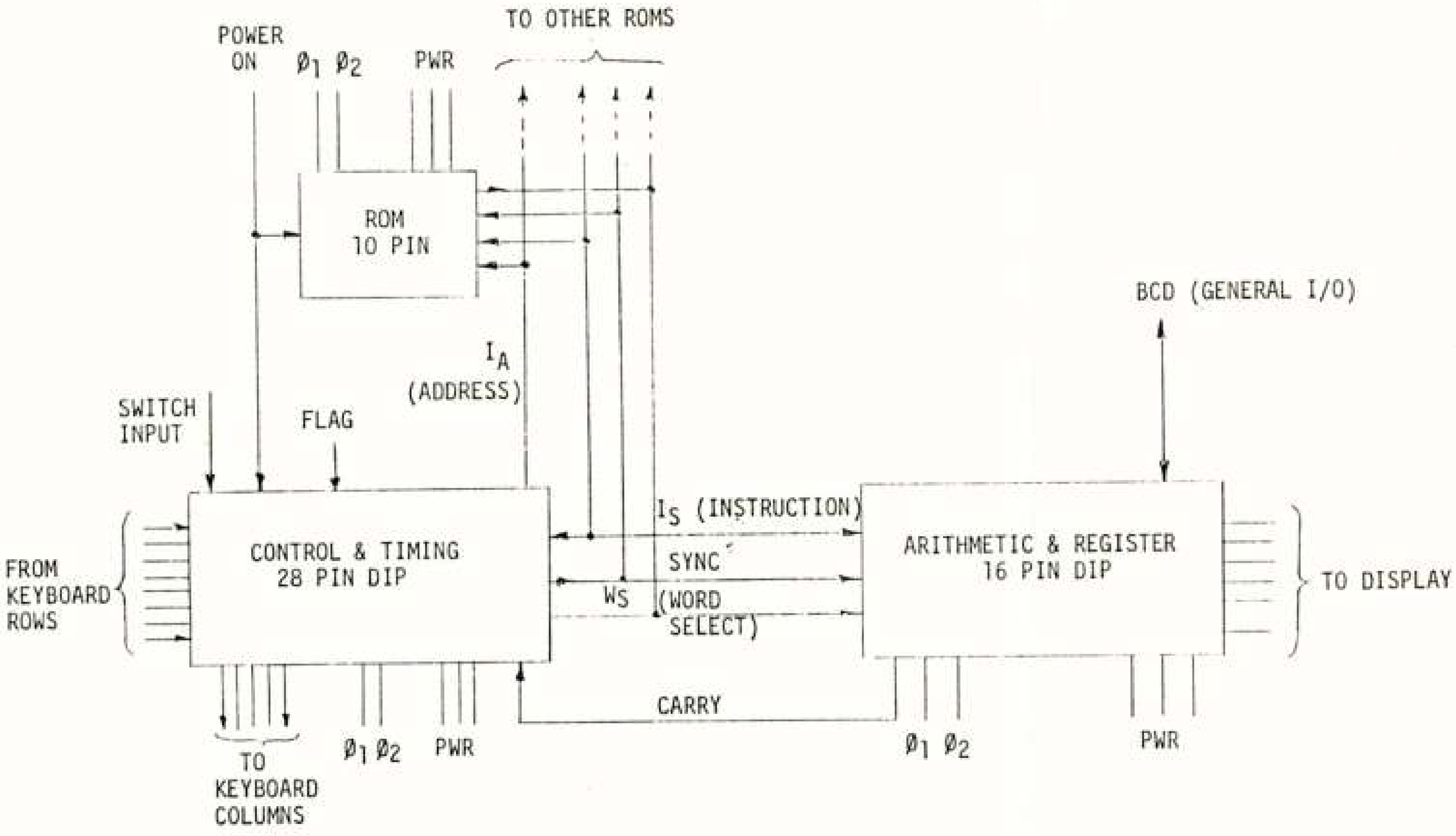


Fig. 3 Microprocessor used in oscilloscope.

As well as performing scaling calculations the microprocessor is used to check for incompatible oscilloscope control settings. The display indicates 'O' if the microprocessor is not able to make a measurement.

Selective Voltmeter

The oscilloscope made use of a microprocessor to perform calculations, but this next example was one of the first instruments to be fully controlled by a microprocessor, incorporating most of the benefits covered earlier. A Selective Voltmeter is an instrument designed to make level measurements of signals at a specified frequency and given bandwidth and is generally used on Frequency Division Multiplex communication systems.

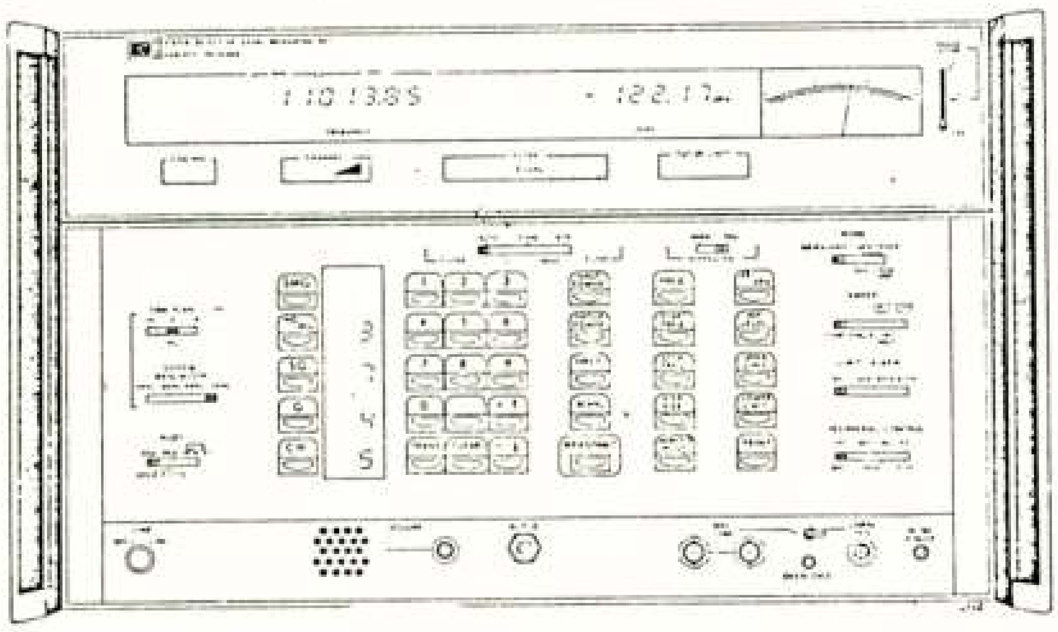


Fig. 4 Microprocessor controlled Selective Voltmeter.

An example of such a microprocessor controlled instrument is shown in Fig. 4. The instrument consists of a highly selective low noise receiver and a digitally synthesised local oscillator controlled by a microprocessor which interfaces to the keyboard and digital display. It will make measurements in the range 10 kHz to 25 MHz and may be tuned to the required frequency by means of the front panel keys.

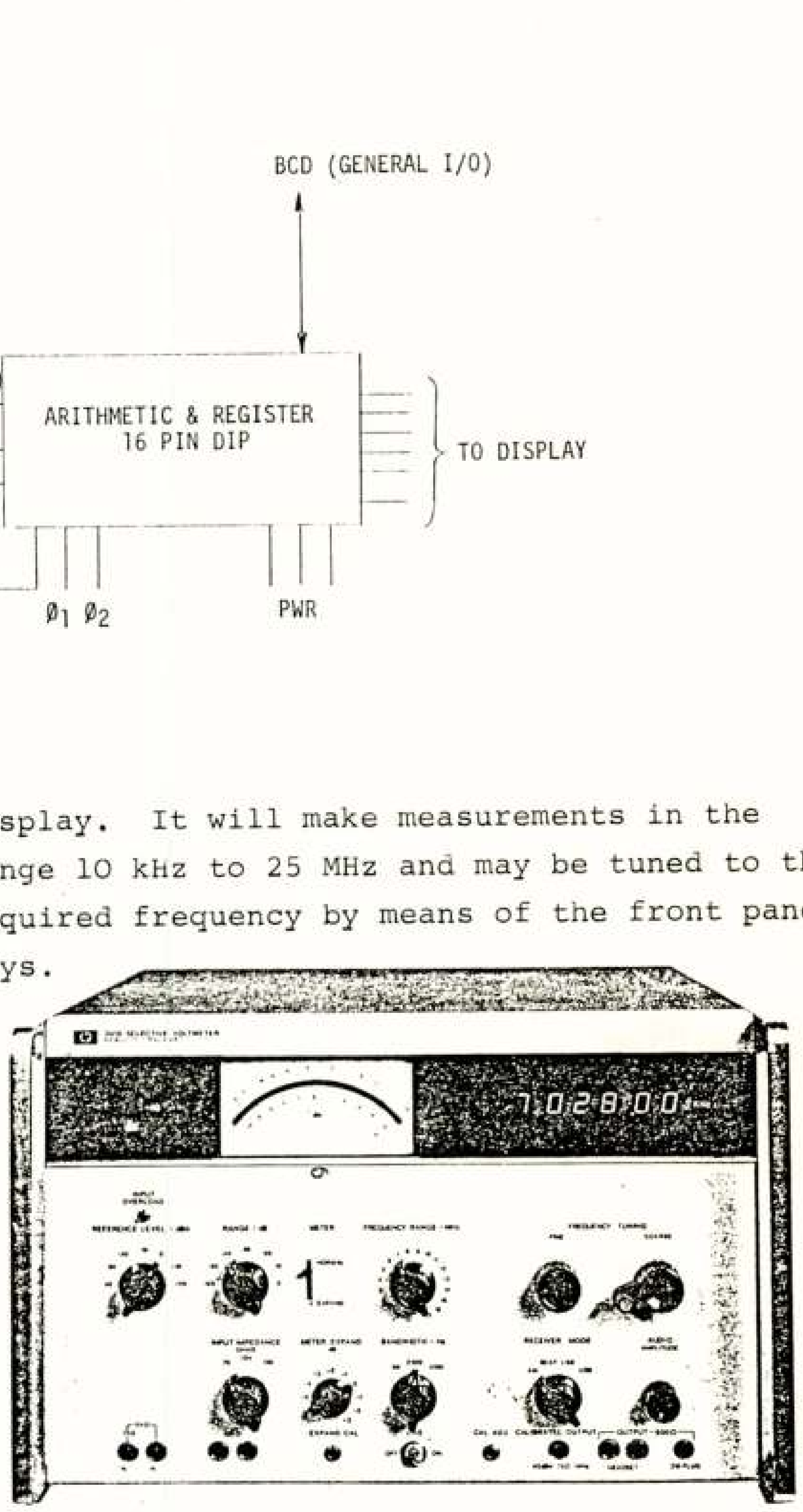


Fig. 5 Traditional Selective Voltmeter

For comparison, Fig. 5 shows a typical previous generation instrument which might be used for making the same measurement, and is a good example of an instrument where improvements can be made by employing microprocessor control to make the instrument easier to use. Level measurement results are displayed on a meter but this only has a range of +3 to -20 dBm. To deal with signals outside these limits the 'range' control switch must be correctly set. Additional factors such as the 'reference level' control and the 'meter expand' switches can complicate the mental arithmetic required to obtain the final correct result. However, the instrument shown in Fig. 4 uses a microprocessor to eliminate all these front panel controls. Auto-ranging attenuators are used to

bring the input signal within the required measuring range, and the settings of these attenuators are used by the microprocessor in calculating the final measured result for display. Front panel range switches are thus eliminated.

The main tasks of the microprocessor in this instrument are:

a) Tune the digital synthesiser.
b) Control the receiver and auto-ranging attenuators.
c) Interface to the keyboard and digital displays.

The microprocessor used is the Intel 8008, one of the first 8 bit microprocessors to appear on the market. For this reason the device was not particularly easy to use.

More recent 8 bit microprocessors such as the Intel 8080 or the Motorola 6800 are now being designed into instruments. These have the advantages of requiring significantly fewer additional devices to implement a usable system than in this example, and at the same time they are much more powerful and approximately ten times faster.

INSTRUMENT INTERFACE BUS

This availability of greater intelligence in instruments has led to much interest recently in the use of a standard instrument interface for automatic control or remote control of programmable instruments in systems.

Such an interface recently became a US national standard (IEEE 488-1975) and is expected to be adopted as an IEC Standard in the near future.

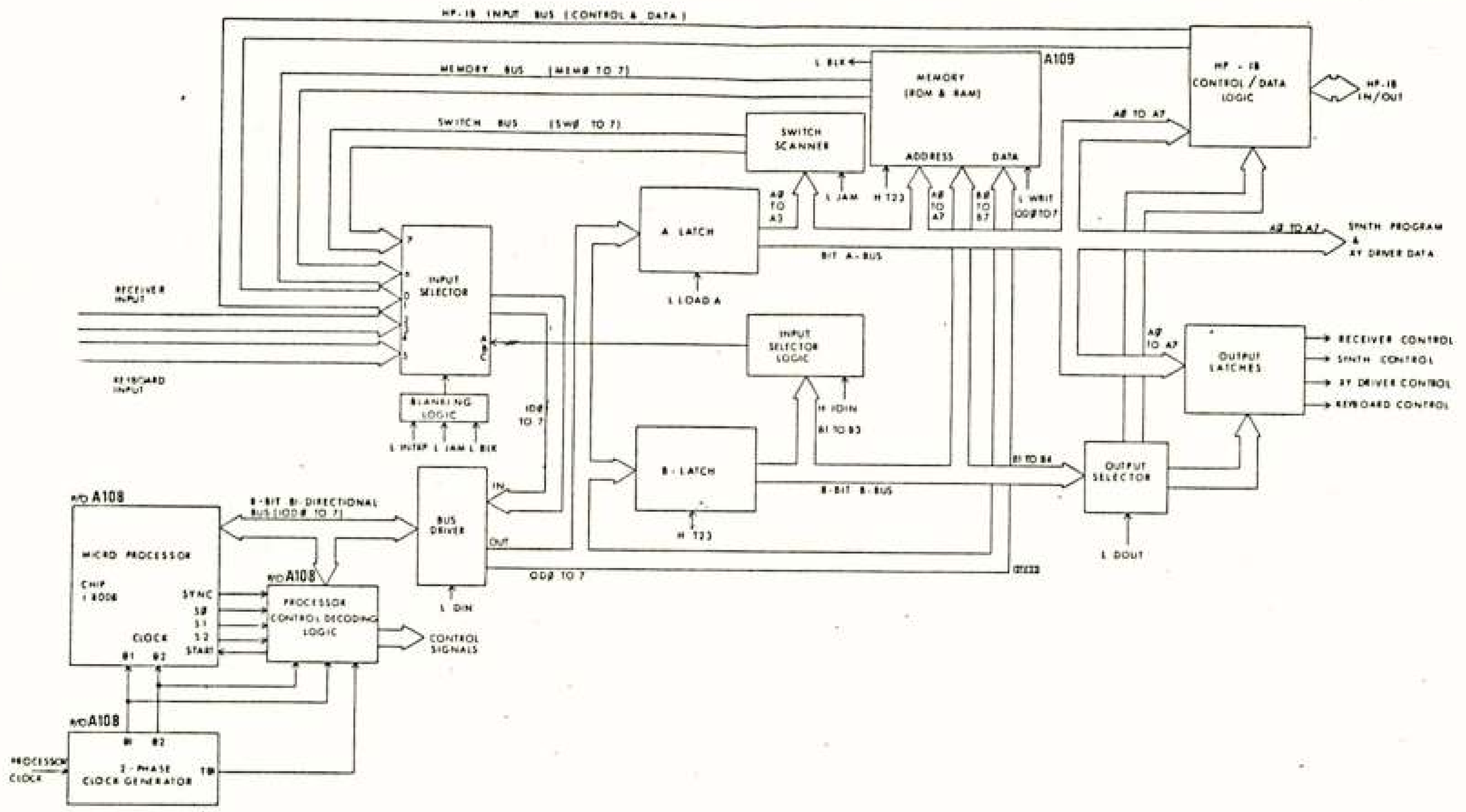


Fig. 6 Microprocessor used in Selective Voltmeter.

Fig. 6 shows a block diagram of the microprocessor itself and the other devices around it which are required to implement a usable microprocessor system.

The main difference that can be seen between this microprocessor and the previous example used in the oscilloscope is that data flow consists of 8 bit parallel words rather than single line bit-serial. This permits the microprocessor to operate at the very much higher speed necessary for this application, as the microprocessor carries out a great number of control and computational tasks between each measurement.

The interface is capable of operating with up to 15 devices connected together at any one time on up to 20 m of cable. It contains 16 signal lines, consisting of 8 control lines and 8 data lines. Data flow consists of 8 bit words flowing in either direction on the data lines, depending on the direction which has previously been defined, at speeds of up to 1 MByte per second.

At any one time a bus system will contain one active 'talker', one or more active

'listeners', and one active 'controller'. Talkers and listeners are 'addressed' to become active by the 'controller'. A talker has the capability of sending data on the bus and a listener of receiving data, so data will flow from the talker to the listeners. Any device may have the capability of talking or listening, but not normally both at the same time. If any device is addressed to talk then any other devices which were previously addressed to talk are automatically unaddressed, to prevent the possibility of two devices talking together.

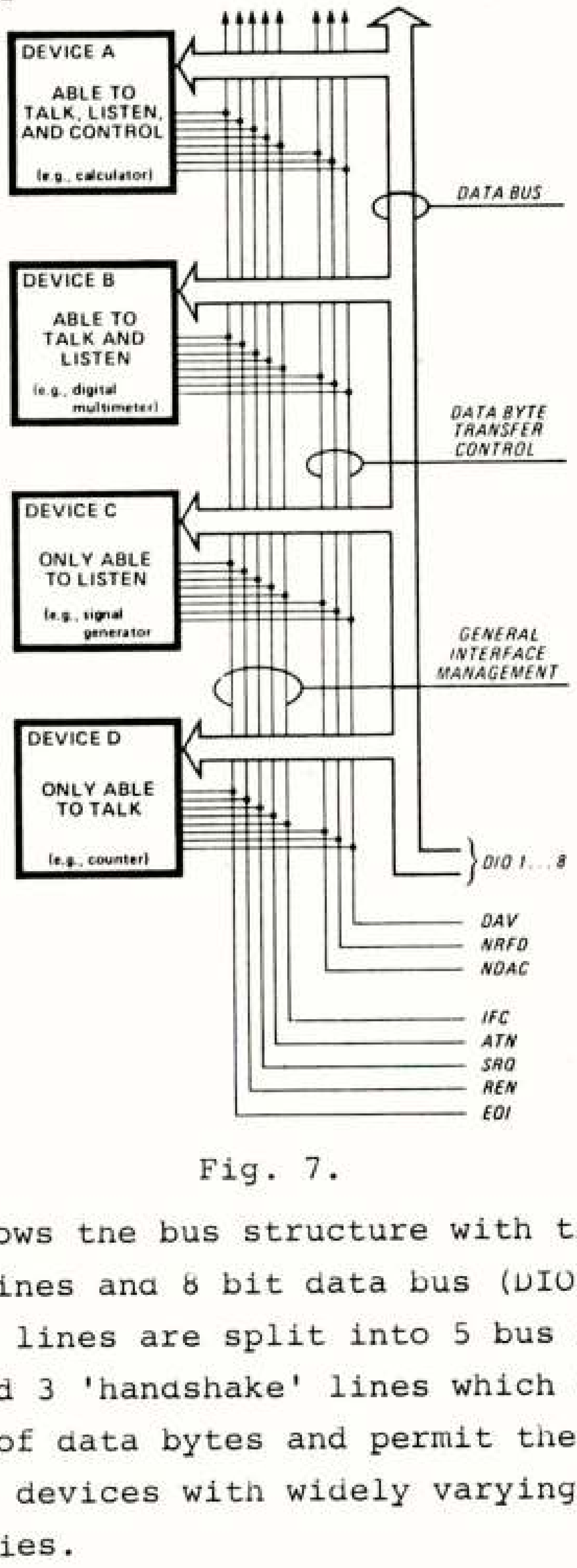


Fig. 7.

Fig. 7 shows the bus structure with the 8 control lines and 8 bit data bus (DIO1-8). The 8 control lines are split into 5 bus control lines, and 3 'handshake' lines which control the flow of data bytes and permit the bus to cater for devices with widely varying speed capabilities.

The most significant control line is attention (ATN). This line may only be driven by the controller. When the controller sets ATN true, this indicates that the byte on the data bus represents address or command information, originating in the controller, and all devices must accept this information and act on it if necessary.

When the controller sets ATN false then the information on the data bus consists of data bytes flowing between the active talker and listeners.

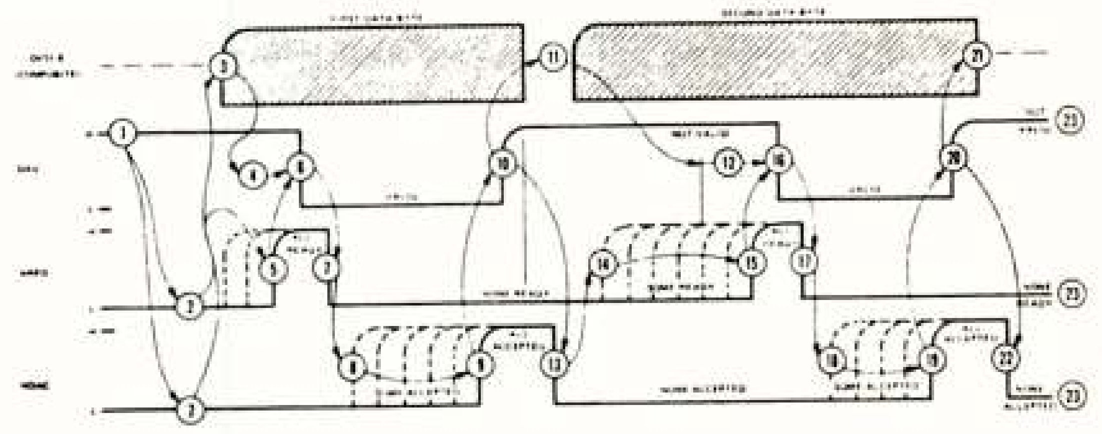


Fig. 8 3 Wire Handshake timing diagram.

The timing sequence for the 3 handshake lines is shown in Fig. 8. All devices must take part in the 3 wire handshake for controlling the flow of data bytes. The three lines which take part in the handshake are Data Valid (DAV), Not Ready for Data (NRFD) and Not Data Accepted (NDAC), and all three are low-true on the bus. DAV is driven by the active talker and NRFD and NDAC are 'wire-or' controlled by the active listeners. Referring to Fig. 8, the following sequence takes place when a talker wishes to send a data byte to the listeners:

1. The talker ensures that all listeners are ready to accept a new data byte (i.e. is NRFD high?) and at the same time places a byte on the data bus.
2. Talker sets DAV true to indicate a valid data byte, and the listeners pull NRFD low.
3. As each listener accepts the data byte it releases NDAC to allow it to go high. When the last device has accepted the data byte then NDAC will go high, indicating to the talker that all devices have accepted the data byte.
4. The talker sets DAV false and removes the data byte from the bus.
5. The listeners pull NDAC low to acknowledge DAV going false, ready for the next data byte and handshake sequence.

Thus the implementation of such a bus interface consists of carrying out a number of basic tasks such as handshaking, address recognition and command decoding. These would be required in any simple listener or talker, but many more tasks have to be performed by a controller and implementing these in hardware could be a very formidable task. However, most of these, with the possible exception of the handshaking, may be performed by a microprocessor in software.

Thus the introduction of microprocessors has greatly eased the problem and reduced the cost of implementing such a complex interface, and recently led to wide acceptance of this

interface as a standard.

SIGNATURE ANALYSIS

With the increasing complexity of digital circuits and particularly since the introduction of microprocessors, faultfinding on these circuits can be very difficult and time-consuming. A new technique called Signature Analysis has recently been proposed in an effort to reduce the time and hence cost of repairing faults in digital circuits. The technique is similar in concept to the use of an oscilloscope for tracing faults in analogue circuits.

Signature analysis relies on the circuit under test generating suitable stimulus signals, allowing these to be traced through the circuit until the fault is found.

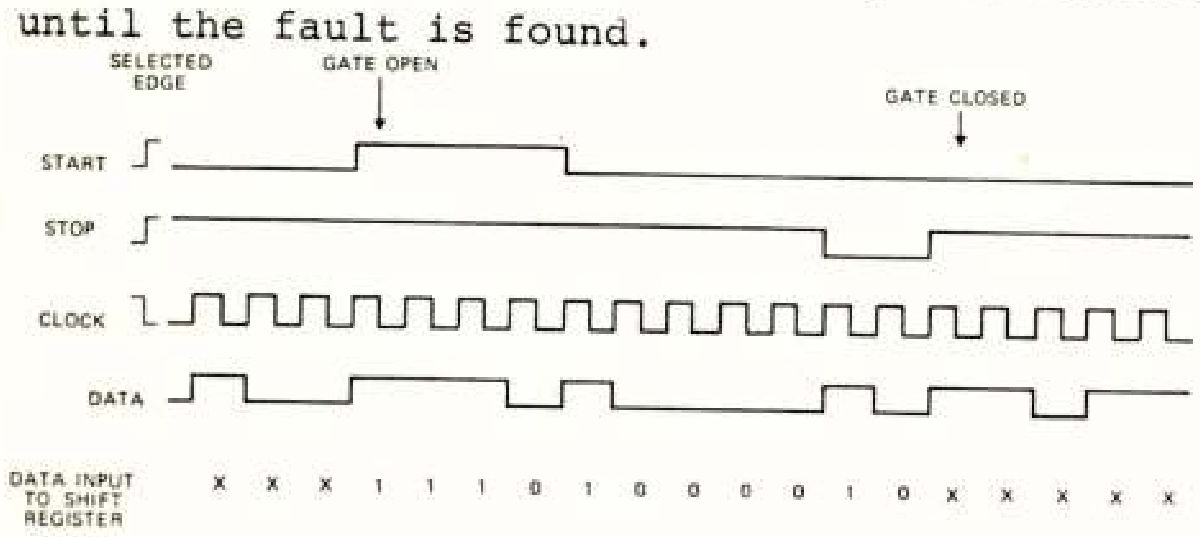


Fig. 9.

Fig. 9 shows the signals which would typically be required for signature analysis. A probe accepts the data signal, and the 'window' during which the signature analyzer should look at this waveform is defined by the start and stop signals. A clock is also required to synchronise the system.

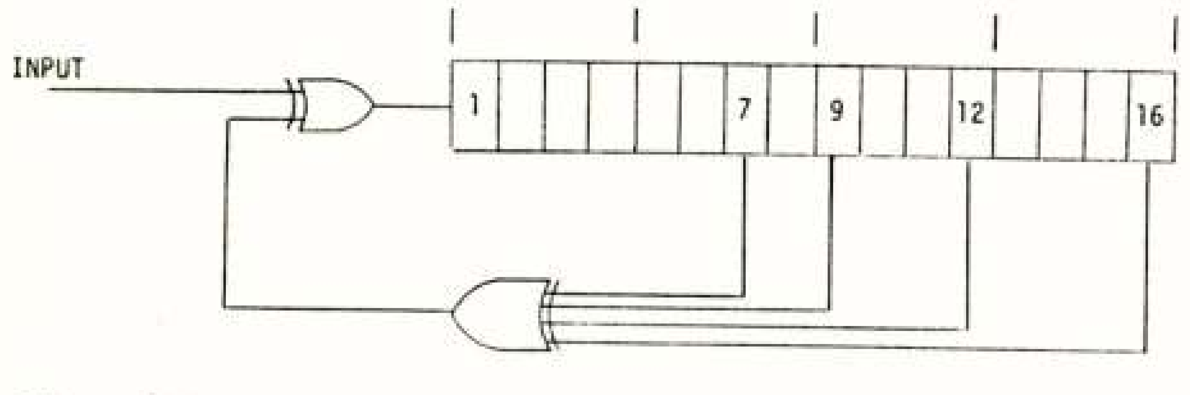


Fig. 10.

Fig. 10 shows the technique used by the analyser for obtaining signatures. This consists of a 16 bit shift register with 4 feedback taps chosen so that the circuit will generate a maximum length pseudo-random binary pattern in the absence of an input signal. If a signal is applied at the input, this will have the effect of disturbing the sequence in a way which will depend on the content of the input data. The shift register is arranged to accept data occurring between start and stop pulses, and the 16 bit pattern which remains on the receipt of a stop pulse is used as the signature of that particular data signal. The 16 bit pattern is split into 4 groups of 4 bits, and the signature is displayed on the front panel of the signature analyzer as 4 non-standard hexadecimal digits.

The method is dependent on having suitable documentation available giving the correct signature for every node in the circuit for comparison with the signatures obtained from the circuit under fault conditions. Fig. 11 shows a logic diagram with the correct signature indicated at each node.

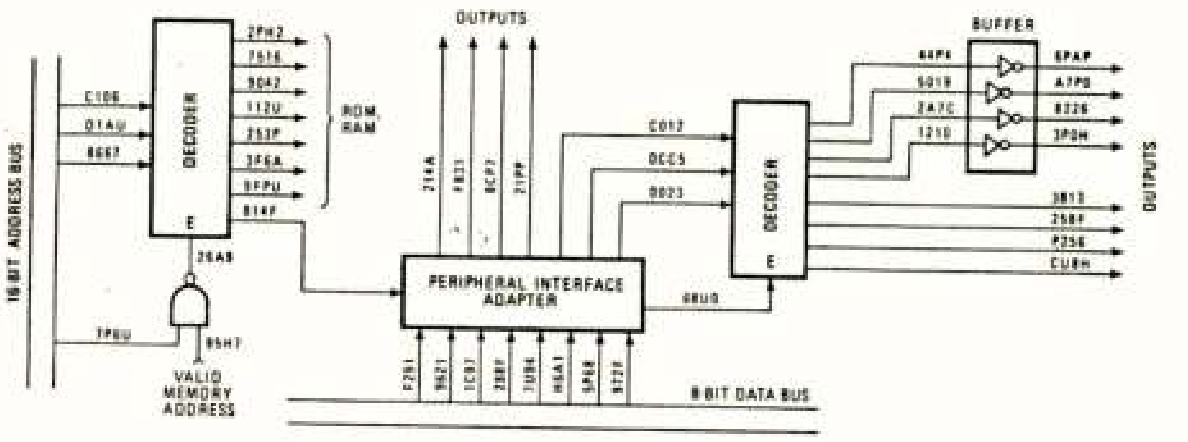


Fig. 11 Logic diagram showing signatures.

The technique should be much easier to use than conventional troubleshooting methods on logic circuits, since it is no longer necessary to spend time trying to understand how a circuit operates before looking for a fault. The technique involves simply probing each point in a circuit until a bad signature is found, indicating a fault.

It is very difficult, unfortunately, to use this technique on circuits which have already been designed, but is easy to incorporate in new designs and so it is expected that the technique will become widely used in future logic designs. Hopefully, this will lead to faster and cheaper repair of complex digital circuits than is possible at present using conventional techniques.

REFERENCES

1. D.E. Knoblock, D.C. Loughry, C.A. Vissers, Insight into Interfacing. IEEE Spectrum (May, 1975).
2. Designers Guide to Signature Analysis. Application Note 222, Hewlett-Packard.
3. Signature Analysis: A New Digital Field Service Method. Hewlett-Packard Journal (May, 1977).

4. IEEE Standard Digital Interface for Programmable Instrumentation. IEEE Std. 488-1975.

Lecture presented on 23rd September, 1977 during meeting No. 266 of the NERG held at RAI-Gebouw, Amsterdam.

Voordracht gehouden op 23 september 1977 in het Ray-Gebouw te Amsterdam, tijdens een gemeenschappelijke vergadering van het NERG (no. 266) en de Benelux sectie IEEE.

MICROPROCESSOREN IN EN RONDOM KLINISCH CHEMISCHE MEETINSTRUMENTEN

Ir. P. A. Mantel

Instituut Chemische Pathologie/Erasmus Universiteit Rotterdam
Afdeling Klinische Chemie/Academisch Ziekenhuis Rotterdam

Microprocessors will have a great impact on automation in clinical chemistry laboratories in the near future. They will be used for distributed processing of data-acquisition functions as well as for all kinds of improvements inside clinical chemical analyzers. At the department of Chemical Pathology since 1973 INTEL 8008 microprocessors are used in many research and development projects. A description will be given of the microprocessor used, the development tools and an illustrative application: the automatic interpretation of analog signals from an LKB 8600 reaction rate analyzer.

1. KLINISCHE CHEMIE

De klinische chemie houdt zich bezig met de analyse van lichaamsvloeistoffen en excreties van zieke en gezonde mensen. Via een reeks van fundamentele ontdekkingen op het gebied der chemische achtergronden van ziekteprocessen - chemische pathologie - is de basis gelegd voor de klinische chemie. Na een aanvankelijk langzame start heeft de klinische chemie, dankzij gunstige financieel-economische omstandigheden en de technische vooruitgang op analytisch gebied, een spectaculaire groei doorgemaakt. De drijvende kracht achter deze groei hangt nauw samen met de toenemende invloed van de natuurwetenschappen en de techniek op de geneeskunde, welke tot uitdrukking komt in de wens van de arts het subjectieve element in zijn vakgebied zo veel mogelijk te vervangen door het objectieve (fig. 1.).

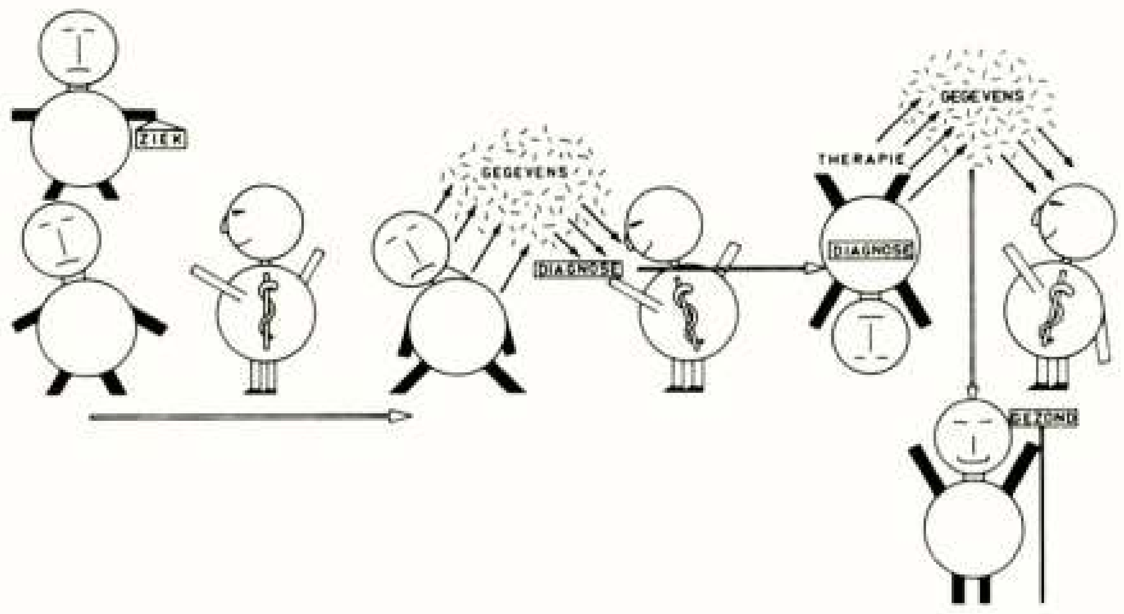


fig. 1. De betekenis van objectieve gegevens

De ten gevolge van dit proces in korte tijd sterk toenemende werklast heeft een grote invloed gehad op de werkwijze in het klinisch chemisch laboratorium. Reeds in de beginfase werden velerlei instrumenten gebruikt om de uiteenlopende analyseprocessen zo goed mogelijk te laten verlopen. Via de weg der mechanisatie werden vervolgens diverse menselijke handelingen door de apparatuur overgenomen, terwijl vooral de laatste jaren zeer arbeidsintensieve administratieve en analytische werkzaamheden door informatieverwerkende apparatuur worden uitgevoerd, waarmee de automatisering in het klinisch chemisch laboratorium haar intrede heeft gedaan.

2. LABORATORIUMFUNCTIES EN REALISATIESTRUCTUREN

De wijze, waarop in de afgelopen tien jaar in verscheidene laboratoria de instrumentele automatisering succesievelijk is opgezet verschilt in hoge mate. Dit hangt direct samen met het grote aantal functies dat voor automatisering in aanmerking komt, het onderscheid in organisatiestructuur en de diversiteit in de toegepaste technische hulpmiddelen.

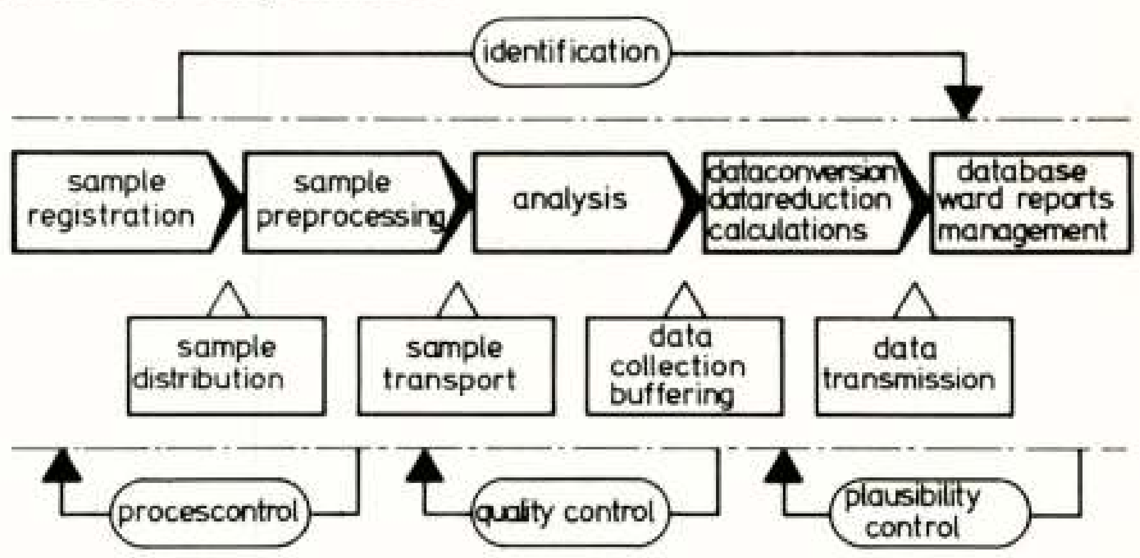


fig. 2. Laboratoriumfuncties

Fig. 2. geeft een vereenvoudigd beeld van de laboratoriumfuncties: het geheel van activiteiten, gericht op de bepaling van de aangevraagde parameters van een patientmonster. De functieblokken in de figuur zijn niet gebonden aan bepaalde apparaten of systemen.

In de klinisch chemische laboratoria zijn die functies op allerlei mogelijke wijzen verdeeld over handbewerkingen, analyseapparaten en computersystemen. Hoewel de eenheid in realisatiestructuur vooralsnog ver te zoeken is, is het wel mogelijk hierin verschillende principes te onderscheiden (zie fig. 3.). Vooral door de komst van de microprocessor wordt een gedecentraliseerde aanpak bij de automatisering van deze functies economisch verantwoord.

Ook in de moderne analyseapparaten worden steeds meer functies opgenomen: vooral hier ligt een uitgebreid toepassingsgebied van de microprocessor, met name op het

terrein van de procesbesturing en -bewaking, met als uiteindelijk doel: het verbeteren van de nauwkeurigheid van de klinisch-chemische meetmethoden.

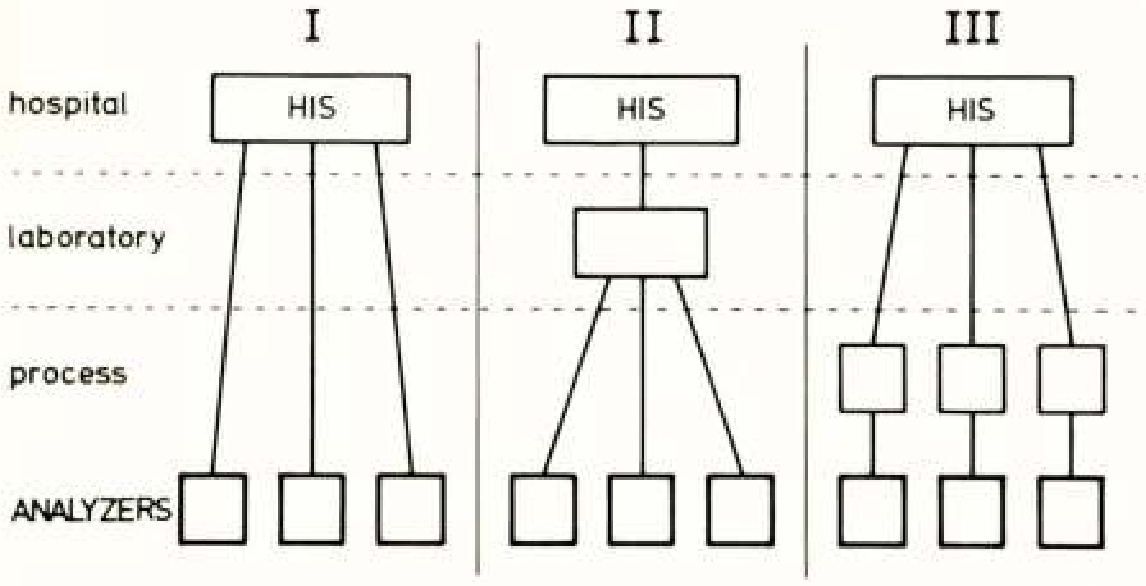


fig. 3. Technische realisatiestructuren

In het Centraal Klinisch Chemisch Laboratorium van het Academisch Ziekenhuis Rotterdam-Dijkzigt vormt de filosofie van 'distributed processing' reeds een tiental jaren de grondslag van het deelprojekt betreffende de instrumentele automatisering. Reeds in 1973 is derhalve een onderzoek gestart naar de toepasbaarheid van microprocessoren in het klinisch chemisch laboratorium. Een eerste toepassing werd gevonden in de sequentiele besturing van een volledig gemechaniseerd monsterdistributie- en identificatiesysteem. Daarnaast werden en worden ook andere toepassingsmogelijkheden onderzocht. Ter illustratie zal een van de applicaties - de automatische signaalverwerking bij het meten van reactiesnelheden - nader worden besproken. Eerst echter nog enige opmerkingen over de hierbij gebruikte microprocessor en de hulpmiddelen bij de programmaontwikkeling.

3. MICROCOMPUTER HARDWARE EN SOFTWARE

Bij de aanvang van het onderzoekprojekt waren slechts twee microprocessoren verkrijgbaar, beide van INTEL: de 4004 en de 8008. In verband met de wens tot verwerking van alfanumerieke gegevens en de - vermeende - interrupt capaciteiten van de 8008, is voor deze laatste gekozen. In fig. 4. is de architectuur van deze microprocessor

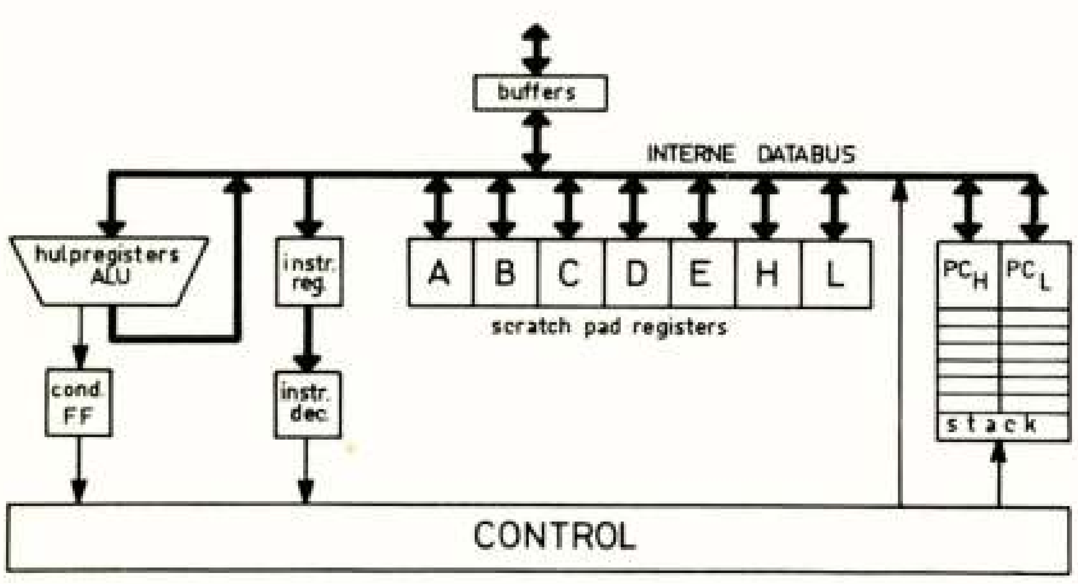


fig. 4. Microprocessor 8008

geschetst. Naast enige triviale samenstellende delen als program counter, instruction register en -decoder, ALU, vallen de zeven scratch-pad registers aan de 8 bits brede interne databus op. Het A-register fungeert als accumulator, terwijl de registers H en L naast universele gebruiksmogelijkheden tevens benut worden om gegevens in het externe geheugen te adresseren. Verder is ter afhandeling van subroutines en interrupts de hardware stack voor de program-counter van belang. Alle gegegevens transporten naar en van de microprocessor vinden plaats via de buffers in de 8-bits brede databus.

Het samenstellen van een microcomputer op basis van de 8008 is niet zo eenvoudig: er zijn nogal wat externe componenten nodig. Derhalve is niet uitgegaan van de "chip", maar van een complete microcomputerkaart, de SIM 8-01. Fig. 5. geeft een beeld van de op deze kaart aanwezige functies. Teneinde het extern RAM/ROM geheugen

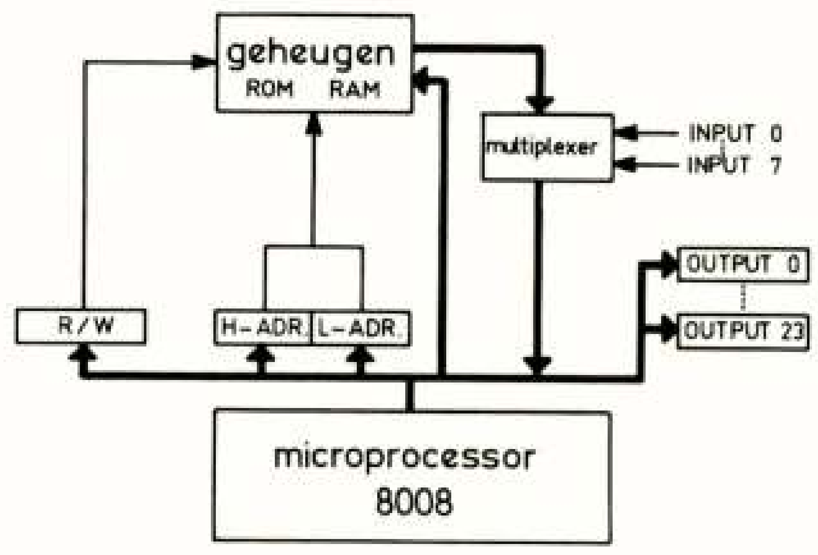


fig. 5. Microcomputer SIM 8-01

te kunnen adresseren, moeten de via de 8-bits databus naar buiten komende adresgedeelten tijdelijk in buffers worden opgeslagen. Bij de uitvoering van INPUT instructies wordt de inputmultiplexer met de databus verbonden, terwijl bij de uitvoering van OUTPUT instructies de databus met de outputlatches wordt gekoppeld. Alle in- en output vindt plaats via de accumulator (A-register).

3.1. Applicatiesysteem

Voor het realiseren van toepassingen is het niet voldoende uitsluitend te beschikking te hebben over slechts een systeem; elke toepassing vereist een eigen hardware configuratie. Hiervoor is gebruik gemaakt van Intellec modules van INTEL, een set printkaarten waarmee een modulair microcomputersysteem kan worden opgebouwd, o.a. bestaande uit CPU, ROM, RAM en I/O kaarten, welke zijn aangevuld met enige in eigen beheer ontwikkelde modules, zoals een Interrupt module, I/O-modules met optical isolators, etc.

Elk systeem-in-ontwikkeling beschikt nu over een eigen testprogramma PAM (Programmers Assistance Module), opgeslagen in ROM, dat via een teletype aangestuurd wordt. Na een niet al te lange aanloopperiode bleek er een duidelijke behoefte te bestaan aan meer uitgebreide hulpmiddelen, vooral ten aanzien van tekst editing en documentatie. Als aanvulling op de reeds beschikbare decentrale faciliteiten werd in eigen beheer een op een centraal punt op te stellen microcomputer ontwikkelsysteem opgebouwd.

3.2. Ontwikkelsysteem

Het microcomputer ontwikkelsysteem MICROsys beschikt over de volledige direct door de 8008 adresseerbare geheugenruimte: 16k, waarvan de eerste 4k worden ingenomen door het operating system in ROM (fig. 6.). Dit program-

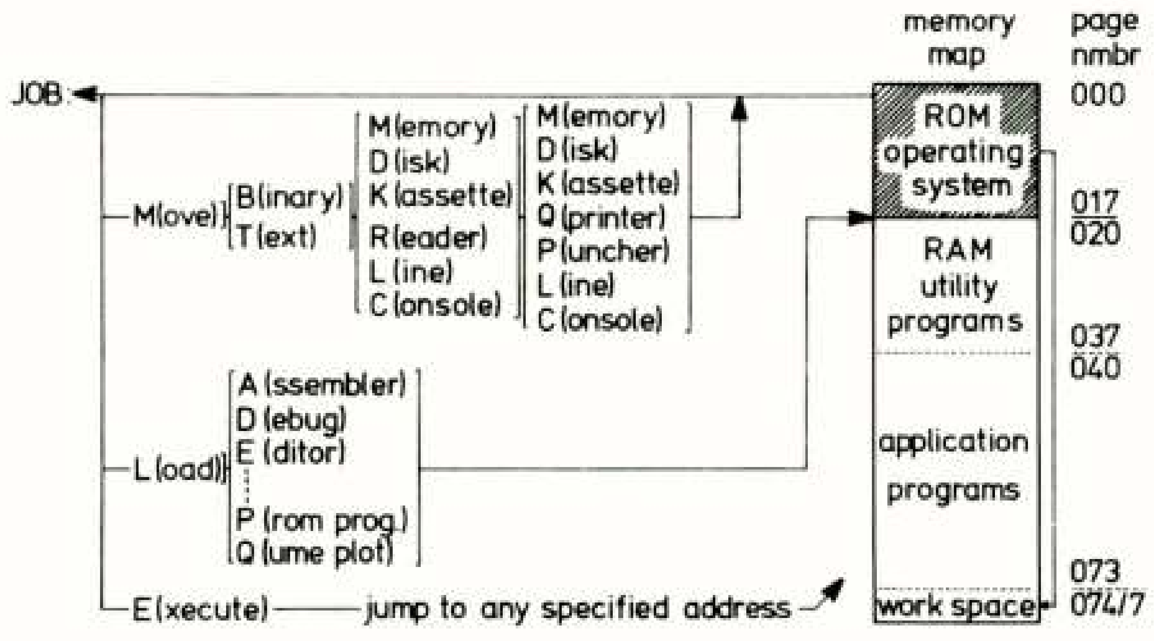


fig. 6. Microcomputer ontwikkelsysteem MICROsys

ma bevat naast de handlers voor de aansturing van de aangesloten randapparaten ook de functies MOVE (gegevens transporten van en naar willekeurige randapparaten of geheugen partities) en LOAD (het opzoeken en in het geheugen laden van ontwikkelings- of testprogramma's). Deze programma's draaien alle binnen de 2e 4k geheugenruimte, terwijl de rest beschikbaar is voor applicatieprogramma's, met uitzondering van de laatste k, welke als werkruimte voor het operating system dient.

De hardwareconfiguratie is gegeven in fig. 7. Voor elk randapparaat - of combinatie daarvan - is een interface/controller gebouwd op wire-wrap kaarten. Alle randapparaten worden aangestuurd via de zelfde I/O poorten, doch via een extra enable signaal geeft het operating system aan welk randapparaat wordt bedoeld. Alleen de console is rechtstreeks aangesloten.

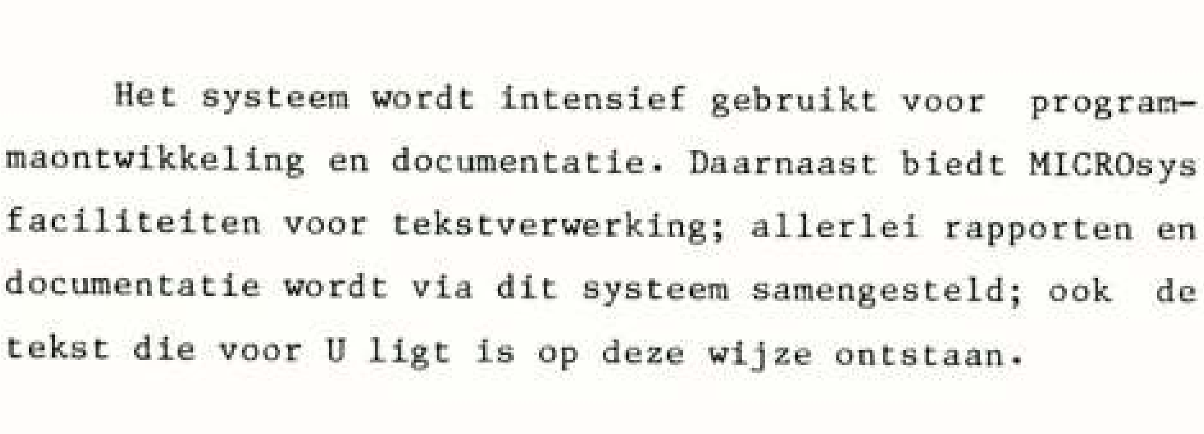


fig. 7. Hardware configuratie MICROsys

Het systeem wordt intensief gebruikt voor programmaontwikkeling en documentatie. Daarnaast biedt MICROsys faciliteiten voor tekstverwerking; allerlei rapporten en documentatie wordt via dit systeem samengesteld; ook de tekst die voor U ligt is op deze wijze ontstaan.

4. ENZYMAsys: METING VAN DE REACTIESNELHEID BIJ ENZYMEN

Enzymen zijn, naar hun chemische structuur, eiwitten. Ze beinvloeden de snelheid van chemische reacties in biologische systemen en zijn daarom te beschouwen als katalysatoren. Ieder type enzym beinvloedt een bepaalde reactie of groep van reacties.

De concentratie van enzymen in het bloed kan voor een arts een belangrijk hulpmiddel zijn bij het stellen van diagnoses. Bij de meting van enzymen doet zich echter een probleem voor. Deze komen in het bloedplasma in zulke lage concentraties voor, dat het erg moeilijk is de enzymen van andere eiwitten in het bloed te isoleren. Daarom wordt in plaats van de concentratie de aktiviteit bepaald. De aktiviteit van een enzym is de mate, waarin een reaktie door de aanwezigheid van het enzym wordt versneld. De aktiviteit wordt uitgedrukt in eenheden per liter, waarbij de eenheid van aktiviteit van een willekeurig enzym volgens internationale afspraak overeenkomt met die concentratie, welke een reactie van 1 microMol per minuut teweeg brengt.

Door de reactie nu zo te kiezen dat een kleurstof wordt gevormd, kan gebruik gemaakt worden van een in dit vakgebied veel toegepaste techniek: de colorimetrie.

4.1. Colorimetrie

Colorimetrie is een indirecte meetmethode, waarbij de te meten component door middel van een chemisch proces wordt omgezet in een kleurstof, waarvan de concentratie een functie is van de oorspronkelijke concentratie. Er

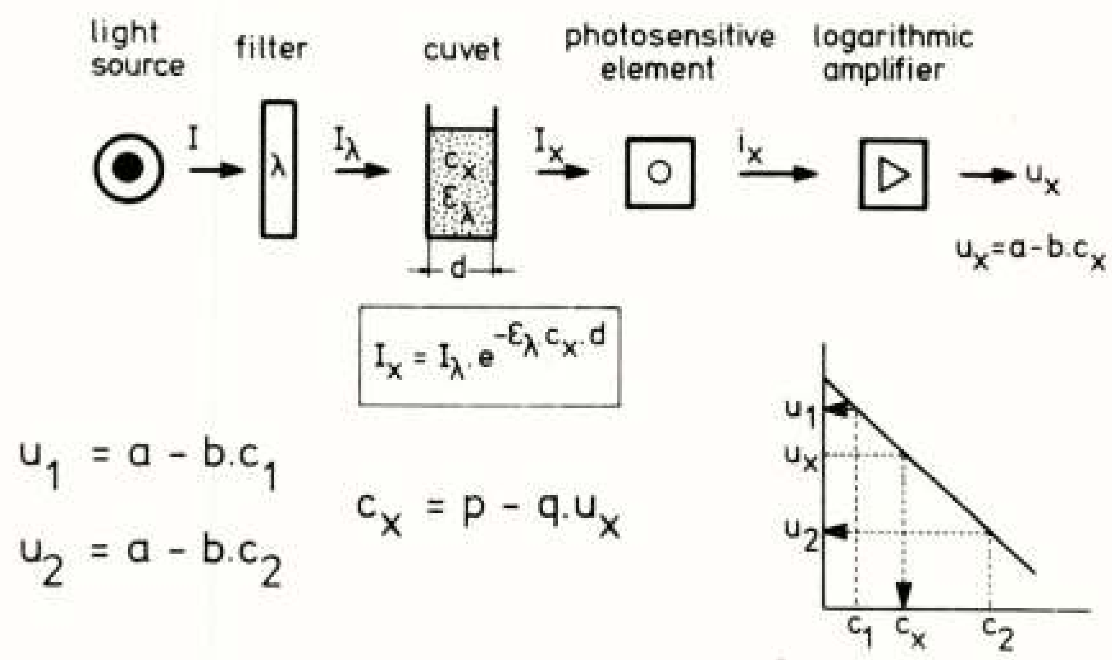


fig. 8. Colorimetrie

wordt hierbij gestreefd naar een lineair verband binnen een zeker bereik. De concentratie van de kleurstof kan vervolgens worden vastgesteld door middel van meting van de lichtabsorptie. Hierbij geldt de Wet van Lambert-Beer die voor een bepaalde golflengte een exponentieel verband aangeeft tussen de intensiteiten van het uittredend en het invallend licht (zie fig. 8.). Om dit exponentiele verband weer kwijt te raken wordt een op dit principe gebaseerd meetinstrument - een colorimeter - veelal voorzien van aanwijzende meter met een logarithmische schaal of met een logarithmische versterker en een lineaire schaal. Door nu de uitkomst van een oorspronkelijk onbekende concentratie te vergelijken met de uitkomsten van (minimaal) twee bekende concentraties kan door interpolatie de concentratie van de te meten stof worden berekend. Daar deze methode zich uitstekend leent voor mechanisering, berusten vele analyseapparaten op dit

principe.

Naast de zogenaamde eindpuntsreacties worden ook kinetische metingen vaak toegepast. Hierbij wordt niet de kleurstofconcentratie in een bereikte stabiele eindtoestand gemeten, maar is de reactiesnelheid maatgevend. In dit geval wordt de absorptie van het licht op verschillende tijden gemeten, waarna vastgesteld kan worden hoeveel kleurstof in een bepaalde tijd wordt gevormd.

4.2. LKB-8600 Reaction Rate Analyzer

Op het Centraal Klinisch Chemisch Laboratorium van het Academisch Ziekenhuis Rotterdam-Dijkzigt wordt de enzymaktiviteit routinematig bepaald met behulp van een aantal LKB-8600 analyzers, welke de meting op gemechaniseerde wijze verrichten (fig. 9.). Zodra een cuvet in meetpositie arriveert wordt het benodigde reagens toegevoegd en de gewenste kleurreactie begint te lopen. Via de ingebouwde colorimeter en logarithmische versterker wordt het voor de absorptie maatgevende signaal toegevoerd aan een x-t schrijver. In het ideale geval ontstaat nu een rechte lijn, die de tijdas snijdt onder een bepaalde hoek. De tangens van deze hoek is dan evenredig met de reactiesnelheid. In de praktijk komen nogal eens storingen voor, die het lineaire verloop van de curve beinvloeden, zoals bijvoorbeeld luchtbellen en stolsels

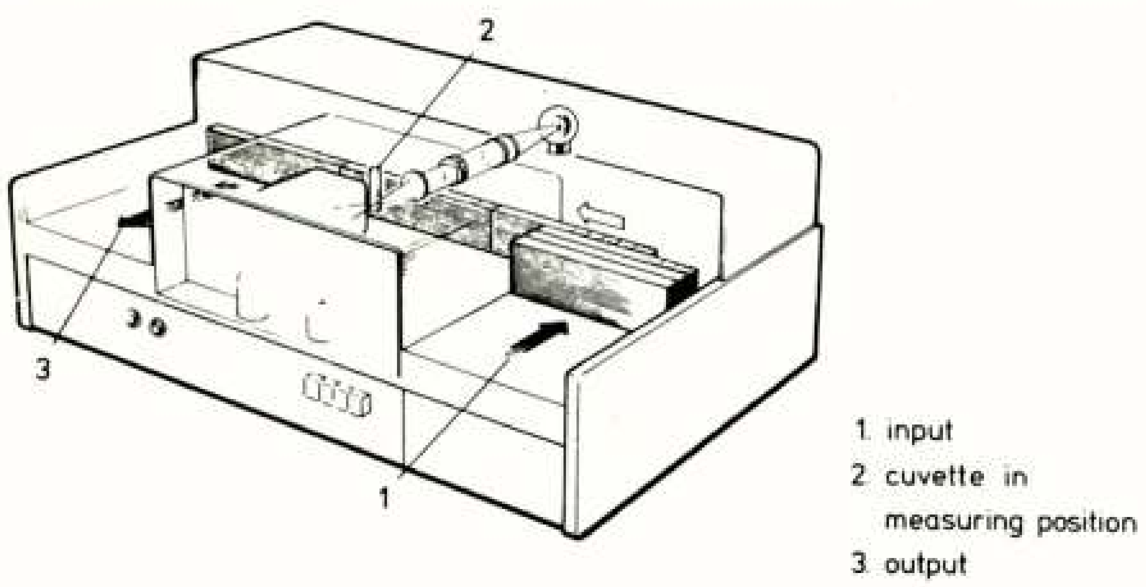


fig. 9. LKB-8600 Reaction Rate Analyzer

in het monster. Op het laboratorium wordt derhalve het meest lineaire deel van de curve geextrapoleerd. Via een omrekenfactor (tabel), afhankelijk van het type enzym, wordt de desbetreffende enzymaktiviteit vastgesteld.

De handmatige verwerking van de meetresultaten heeft het voordeel dat het verloop van de reactie op de schrijver op de voet te volgen is, hetgeen de procescontrole - bij niet al te grote series - ten goede komt. Een belangrijk nadeel is echter, dat deze methode veel tijd in beslag neemt, terwijl de aflezing enigszins persoonsafhankelijk is. Om deze redenen is besloten de aflezing te automatiseren. Ook een toekomstige koppeling met de centrale computer zou hierdoor tot de mogelijkheden gaan behoren.

4.3. Probleemstelling

Aan een geautomatiseerde aflezing worden de volgende eisen gesteld:

- een zo hoog mogelijk percentage van het totaal aantal monsters moet automatisch uitgelezen kunnen worden;
- niet-uitleesbare curves moeten gemeld worden; het percentage onterechte foutmeldingen moet echter zo laag mogelijk zijn;
- de bestaande methode om monsters te nummeren en controlemonsters toe te voegen moet gehandhaafd blijven;
- het moet mogelijk zijn het type enzym, dat gemeten wordt, in te stellen;
- wegens gebrek aan plaatsruimte moeten de afmetingen van een te realiseren apparaat zo klein mogelijk zijn.

In het kader van het onderzoekprojekt betreffende de toepasbaarheid van microprocessoren is nagegaan of deze aflezing door de 8008 uitgevoerd kon worden en zo ja, op welke wijze.

4.4. Hardware configuratie

De voor dit doel samengestelde microcomputer is opgebouwd uit drie standaardmodules (fig. 10.): CPU, ROM en

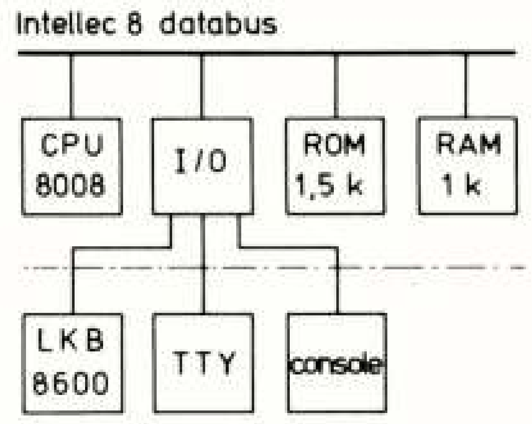


fig. 10. Hardware configuratie ENZYMAsys

RAM, alsmede een speciale I/O module, welke de interfacing met zowel de analyzer, de bedieningsorganen op het frontpaneel als het uitvoerapparaat omvat. In dit geval is om redenen van compatibiliteit en standaardisatie voor een teletype gekozen. Het frontpaneel (fig. 11.) bevat de volgende instel- en bedieningsorganen:

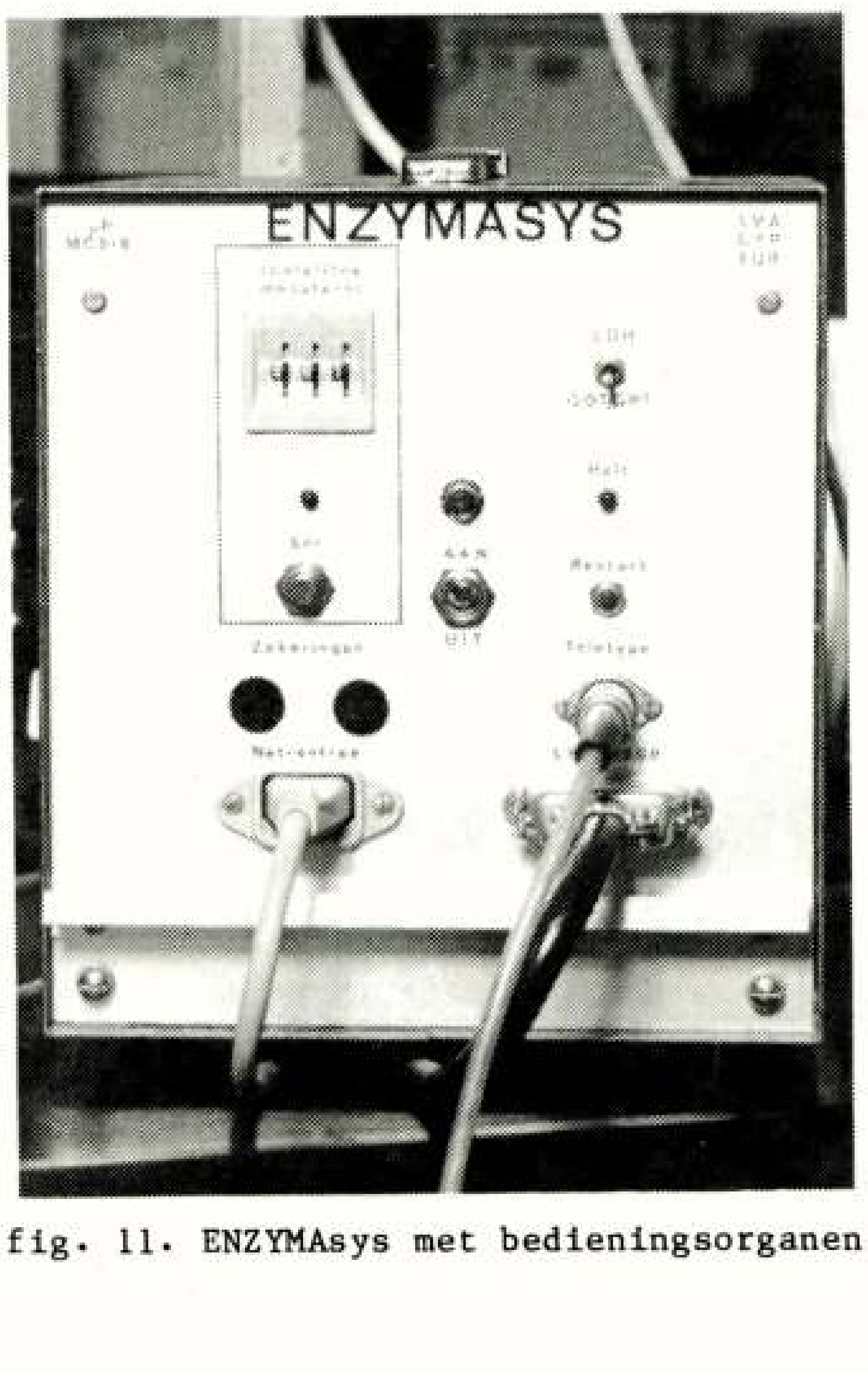


fig. 11. ENZYMAsys met bedieningsorganen

• drie (BCD)duimwielschakelaars voor het monsternummer;
• een druktoetsje: nieuw volgnummer;
• een LED: druktoetsje bediend;
• een schakelaar: keuze omrekenfactoren (LDH, GOT/GPT);
• een LED: apparaat niet operationeel;
• een druktoets voor evt. herinitialisatie.

Het I/O-interface is gebaseerd op de reeds in hoofdstuk 3 beschreven wijze van afhandeling van I/O-instructies: de input multiplexers en de output latches. In fig. 12. is de schakeling compleet doch schematisch weergegeven. De verbindingen met de CPU liggen in het vlak van tekening, terwijl de connecties met de buitenwereld juist loodrecht op het vlak van tekening liggen.

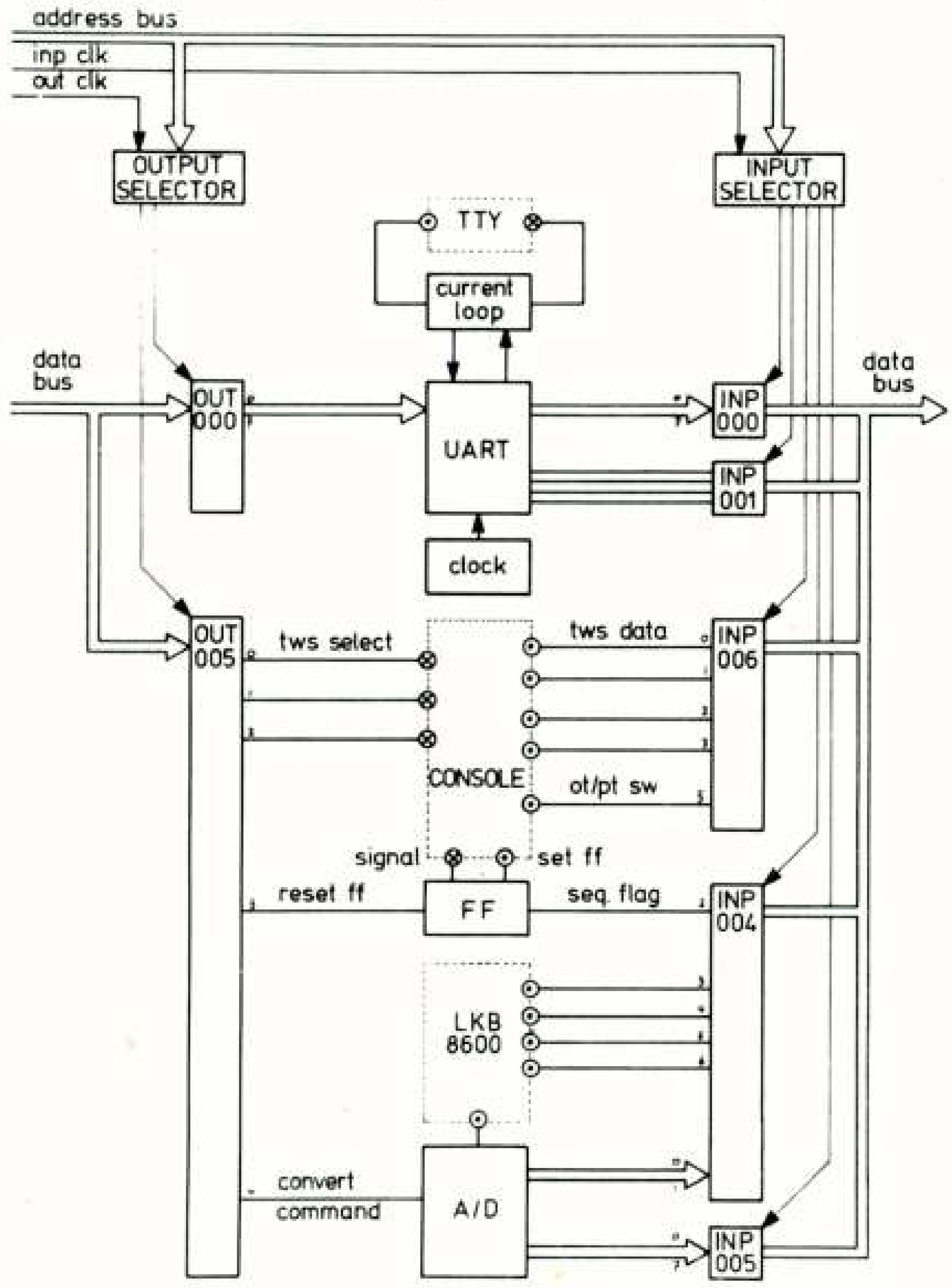


fig. 12. ENZYMAsys I/O-interface

Een tweetal selectie circuits is gekoppeld aan de adresbus: de input selector en de output selector, ieder met een eigen enable signaal.

Ten behoeve van de aansturing van de TTY bevindt zich op de kaart een parallel/serie omzetter, de UART: Universal Asynchronous Receiver Transmitter.

De uitlezing van de stand van de duimwielschakelaar geschiedt in serie: achtereenvolgens worden de secties via de gemeenschappelijke inputpoort uitgelezen.

De schakelaar voor de keuze van de omrekenfactor kan worden uitgelezen via inputpoort 006.

Teneinde tijdelijk te kunnen onthouden dat een nieuw monsternummer gewenst is, bevindt zich een flip-flop (FF) op de kaart. Deze wordt geset wanneer de druktoets op het frontpaneel wordt bediend. Na overname van het het monsternummer wordt de FF weer gereset.

De LKB-8600 tenslotte levert een aantal statussignalen alsmede een analoog signaal, dat via een tien bits analoog/digitaal converter via twee verschillende inputpoorten (de 8 laagstwaardige bits en de 2 hoogstwaardige bits) wordt ingelezen. Het convertcommando voor de A/D-converter wordt gegeven via outputpoort 004.

4.5. Programmaopzet en methoden

Het programma is modulair van opbouw en bevat een aantal hoofdfuncties, zoals is aangegeven in fig. 13.

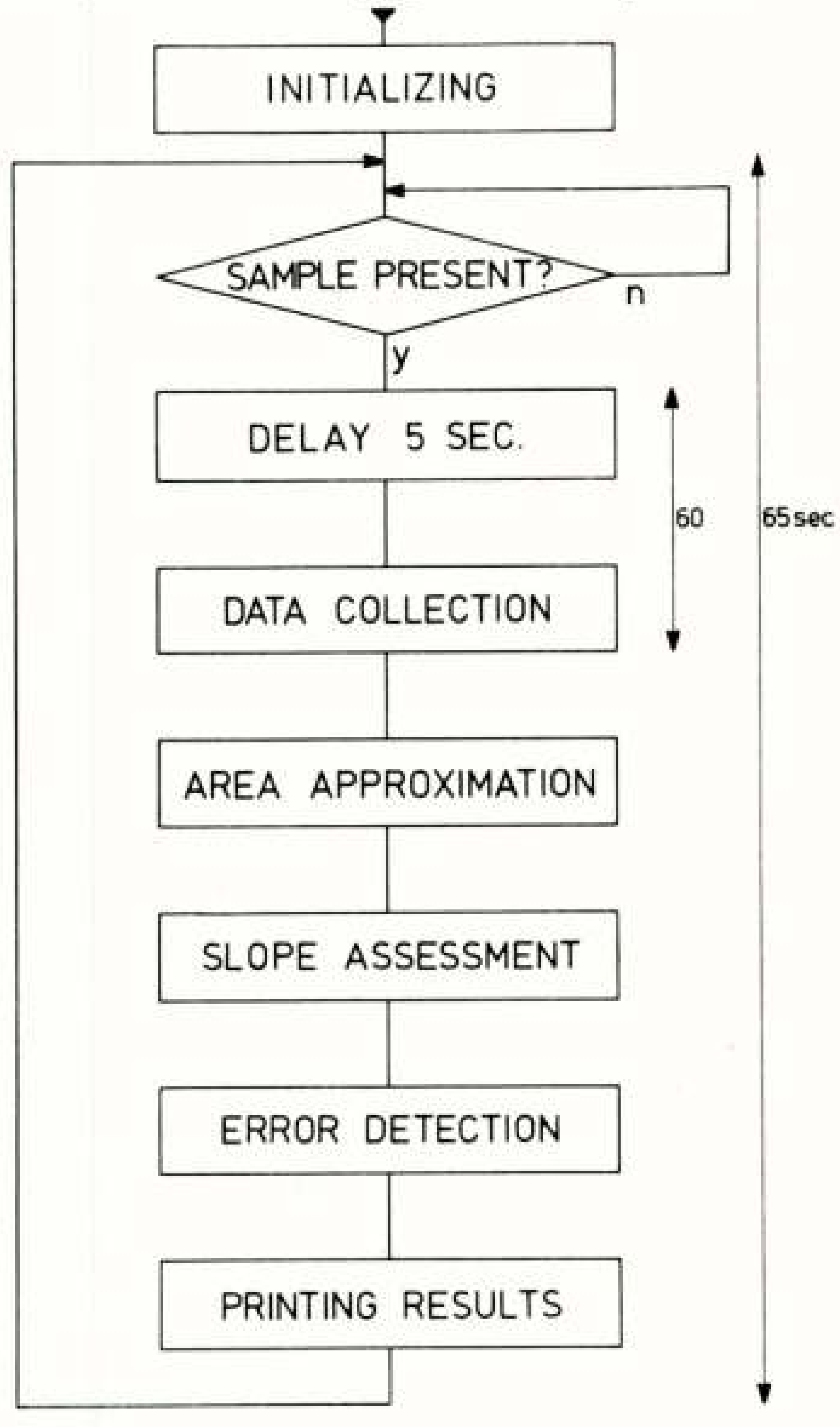


fig. 13. Stroomschema hoofdprogramma

Het inlezen van het verloop van een meetcurve vangt aan, zodra de analyzer aangeeft dat zich een cuvet in de meetpositie bevindt; de eerste vijf seconden worden echter overgeslagen om de oplossing de gelegenheid te geven te mengen en tot rust te komen. Na elke seconde wordt een meetpunt vastgelegd, zodat op het moment dat de cuvet weer uit de meetpositie verdwijnt ca. 55 meetwaarden zijn opgeslagen. In de vijf seconden die hiervoor ter beschikking staan - wegens het transport van het cassette en het opnieuw pipetteren van reagens - wordt een aantal rekenfuncties uitgevoerd, die in het volgende meer in detail zullen worden besproken. Tenslotte wordt het meetresultaat aan de teletype afgegeven en het systeem wacht weer tot de volgende cuvet in meetpositie verkeert.

Datacollectie. Om een indruk te krijgen van de wijze, waarop de gegevens van de curve met behulp van een pro-

gramma worden verzameld is in fig. 14. zowel het stroomschema als de programmalisting weergegeven.

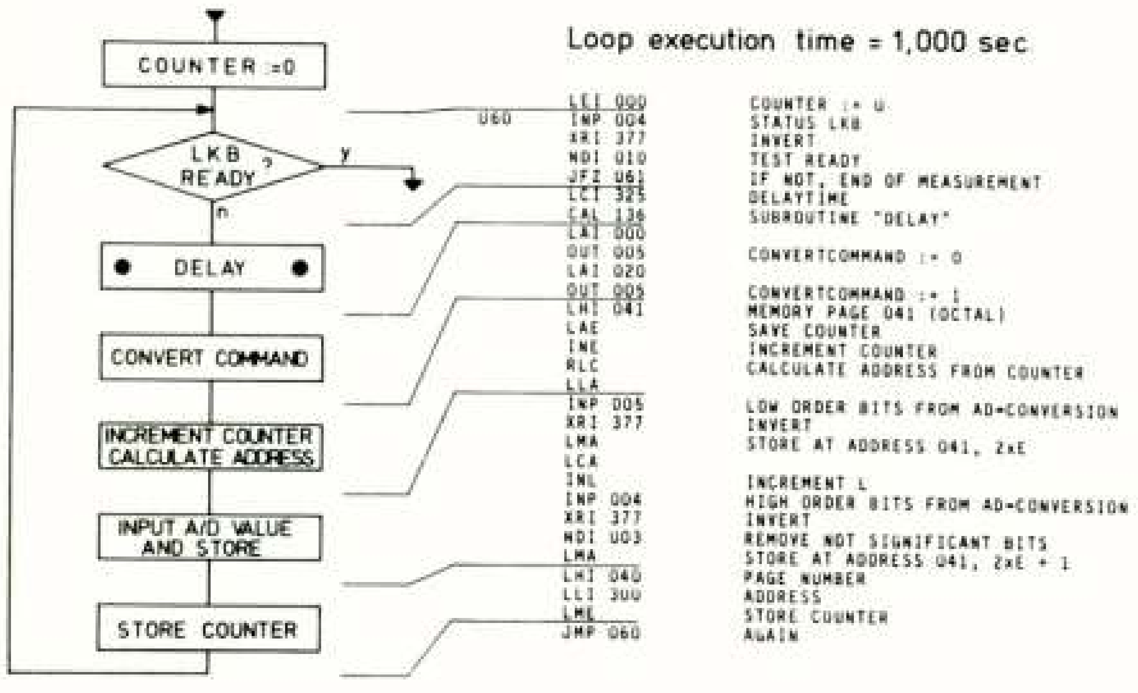


fig. 14. Datacollectie programma

Het proces vangt aan met het op nul zetten van een meetpuntenteller. Vervolgens wordt bekeken of de cuvet weer uit meetpositie is; zoniet, dan wordt een bepaalde tijd "gewacht" (zie later), waarna een convert commando aan de A/D-converter (vergelijk fig. 12.) wordt gegeven. Vervolgens wordt de meetpuntenteller met 1 verhoogd, terwijl uit de stand van de teller het adres van de geheugenplaats (2 bytes) waar het volgende meetpunt moet worden opgeslagen, wordt berekend. Inmiddels is de A/D-conversie gereed (successive approximation, ca. 20 µsec) en achtereenvolgens worden de acht laagstwaardige bits en de twee hoogstwaardige bits via de twee inputinstructies binnen gehaald. Tenslotte wordt de puntenteller in het geheugen opgeslagen en opnieuw wordt gekeken of soms de cuvet weer uit meetpositie is; zo ja, dan wordt de datacollectie afgebroken. De nog niet gespecificeerde delay wordt zodanig gekozen, dat de uitvoeringstijd van de gehele loop 1 sec. is. De subroutine "delay" wordt gerealiseerd door een teller op een bepaalde waarde te zetten en af te tellen tot deze nul geworden is.

Berekening van driehoekjes. Ten behoeve van de benadering van de helling van de in het geheugen opgeslagen curve staan verschillende methoden ter beschikking. Het uitgangspunt bij de keuze van een methode is geweest:

- het meest lineaire gedeelte van de curve is bepalend;
- storingen van luchtbellen ed. duren 10 sec. maximaal;
- een doelgerichte methode is gewenst.

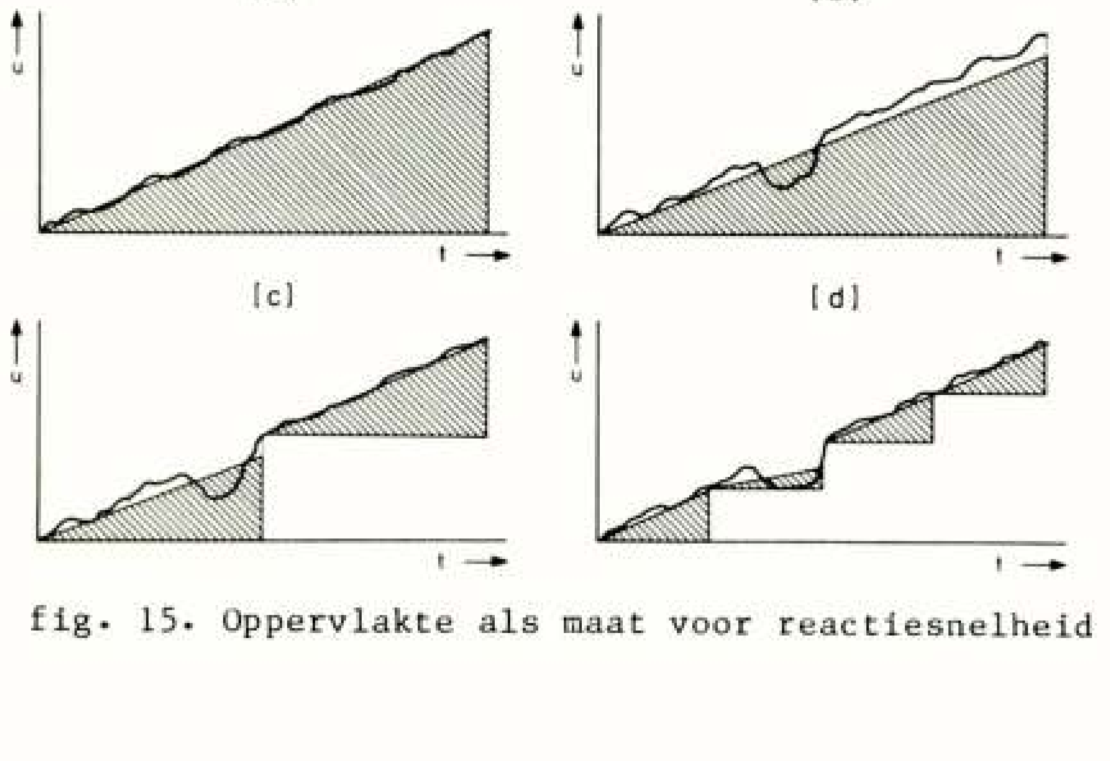


fig. 15. Oppervlakte als maat voor reactiesnelheid

Een eenvoudig te berekenen maat voor de helling is de oppervlakte onder de curve. Betreft het een rechte lijn, dan zal deze oppervlakte inderdaad exact met de helling evenredig zijn (fig. 15a.). Treedt echter tijdens de meting een verstoring op doordat bijvoorbeeld een luchtbel tijdelijk in de lichtweg van de colorimeter terecht komt (fig. 15b.), dan zal de oppervlakte te laag zijn zonder dat dit wordt opgemerkt. Wordt de curve in twee gedeelten gesplitst en wordt tweemaal de oppervlakte bepaald (fig. 15c.), dan is er een goede kans dat een van beide oppervlakten goed is; de vraag is echter: welke van de oppervlakten is het juiste? Worden nu meer driehoekjes genomen, dan wordt discriminatie tussen goede en foute oppervlakten mogelijk (fig. 15d.). Uiteindelijk is gekozen voor de berekening van alle elkaar overlappende driehoekjes en wel over tien seconden: in totaal dus 45.

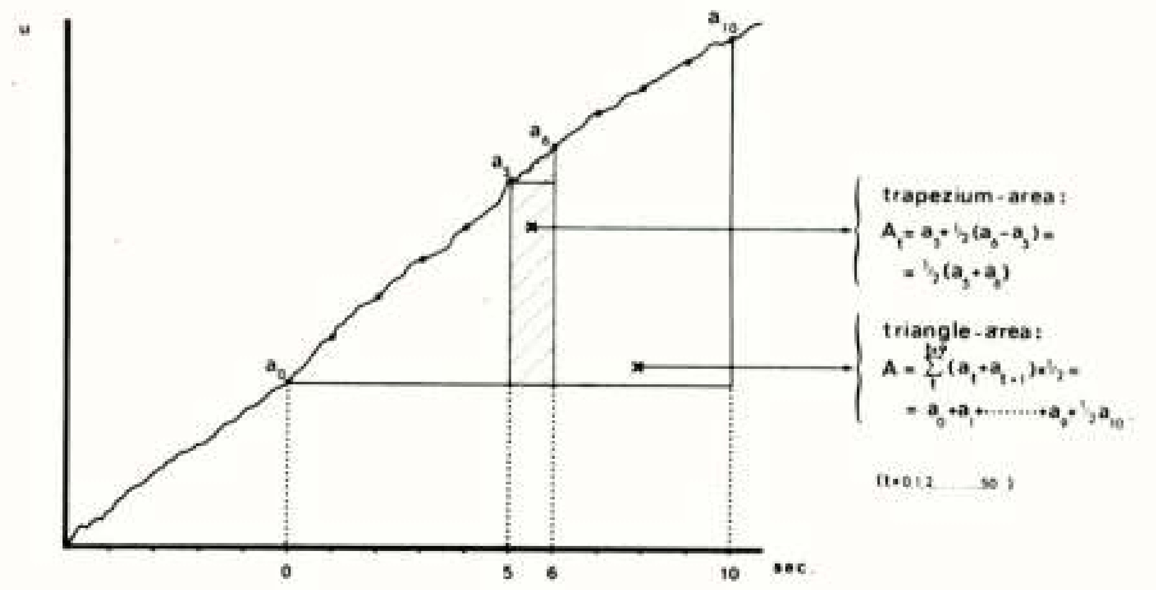


fig. 16. Berekening van driehoekige oppervlakten

De berekening van de driehoekjes is aangegeven in fig. 16. Telkens wordt de oppervlakte uitgerekend van het driehoekje dat een seconde later begint en zo verder tot 10 seconden voor het eind de laatste oppervlakte uitgerekend is.

Reactiesnelheid. Om het meest lineaire gedeelte van de curve te vinden worden de berekende oppervlakten met elkaar vergeleken. Allereerst wordt het verschil berekend tussen de oppervlakten van twee driehoekjes die naast elkaar liggen en dus samen 20 sec. beslaan (fig. 17.).

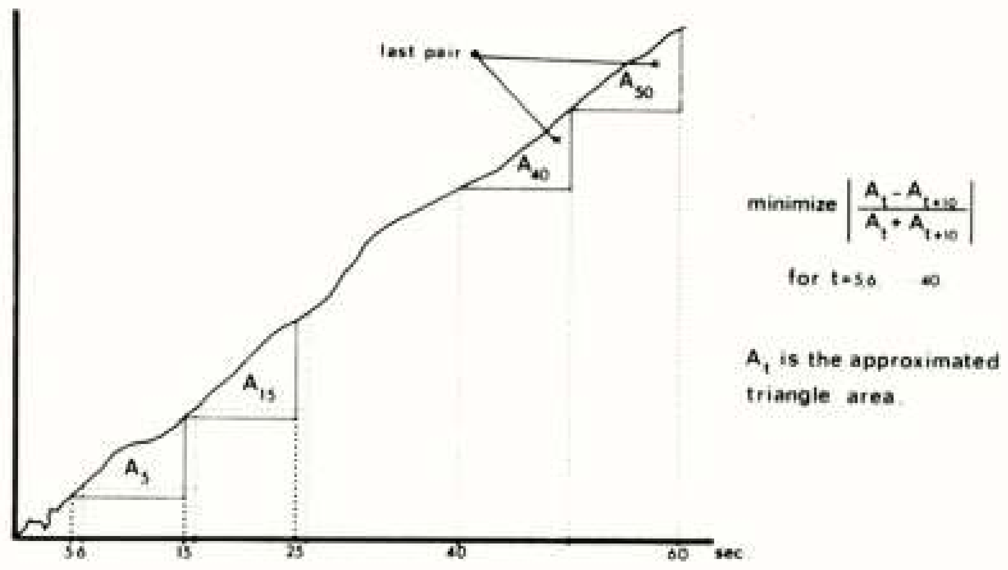


fig. 17. Benadering van het meest lineaire deel

Door dit voor ieder op deze wijze gedefinieerd driehoekpaar te doen ontstaan 35 verschilwaarden. De twee oppervlakten die - relatief gezien - het minst van elkaar

verschillen zijn in het algemeen maatgevend voor het meest lineaire deel van de curve. Uit deze twee oppervlakten wordt het eindantwoord bepaald.

Foutdetectie. Hoewel de praktijk heeft uitgewezen dat deze methode vrij effectief is, kan het toch voorkomen dat niet het juiste eindantwoord wordt gevonden. In zo'n geval is een foutsignalering gewenst; dit wordt bereikt door via een tweede methode na te gaan of het gevonden eindantwoord plausibel is: een maat hiervoor is de verdeling van de gevonden oppervlakten naar hun grootte, waarbij de verschillen van alle driehoekjes relatief ten opzichte van de voor het eindantwoord bepalende driehoekjes worden genomen. Een minimum aantal hiervan moet binnen ingestelde grenzen liggen (fig. 18.).

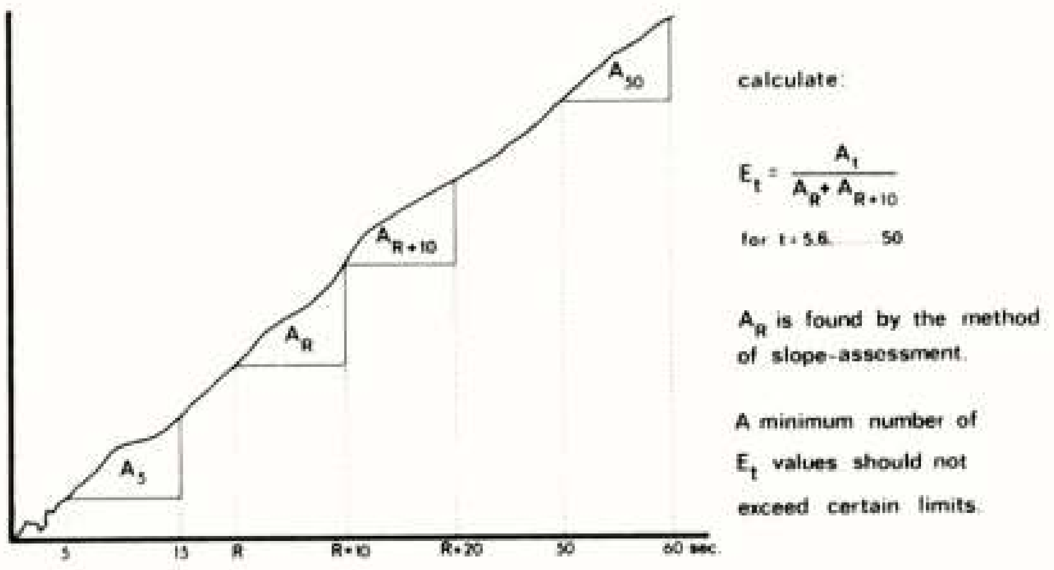


fig. 18. Methode van foutdetectie

Ter illustratie van de gevoeligheid van deze methode zijn in fig. 19. drie voorbeelden gegeven, waarbij het gevonden antwoord in de eerste twee gevallen wordt geaccepteerd (fig. 19a,b), terwijl in geval c. de gekozen methode een duidelijk foutief eindantwoord heeft gegeven. Dit is overigens wel een bijzonder geval: er treden twee gelijksoortige storingen met een tijdsverschil van 10 seconden op!

Verder valt op, dat de grenzen in geval c. wijder zijn genomen; dit heeft te maken met de nauwkeurigheid van de analysemethode en de desbetreffende analyzer; bij lagere waarden treden grote fouten op. Om deze reden is de grenswaarde afhankelijk van het gevonden eindantwoord gemaakt.

Evaluatie. Om de methode te testen zijn vele series metingen verricht, waarbij de curves zowel met de hand als door de microprocessor werden uitgelezen. De correlatie tussen beide methodes - waarbij als "fout" aangemerkte resultaten niet meegerekend werden - is weergegeven in fig. 20. Het percentage als "fout" aangegeven resultaten was aanvankelijk te hoog: 12%, waarvan slechts 33% terecht. Later is dit percentage, door de grenswaarden bij de foutdetectie aan te passen, aanmerkelijk teruggebracht: enkele procenten van het totaal aantal te interpreteren curves wordt als "fout" aangegeven; hiervan is ca. de helft terecht.

Tenslotte: de oplossing als boven beschreven, een naast de LKB-8600 geplaatste microcomputer, is uiteraard verre van ideaal, met name wat betreft de kosten en de plaatsruimte: juist die twee punten, waarop een microcomputer in het voordeel zou moeten zijn! Het zou veel logischer zijn de microcomputer als deel van de LKB-8600 te beschouwen, waarbij deze naast de interpretatie van de curve ook de besturende taken van de toch reeds in de analyzer aanwezige elektronische circuits zou kunnen overnemen; de capaciteit van de microcomputer is hiervoor voldoende (denk aan de wijze, waarop de meetpunten worden binnengehaald; wanneer dit op interruptbasis zou geschieden, is veel tijd extra beschikbaar).

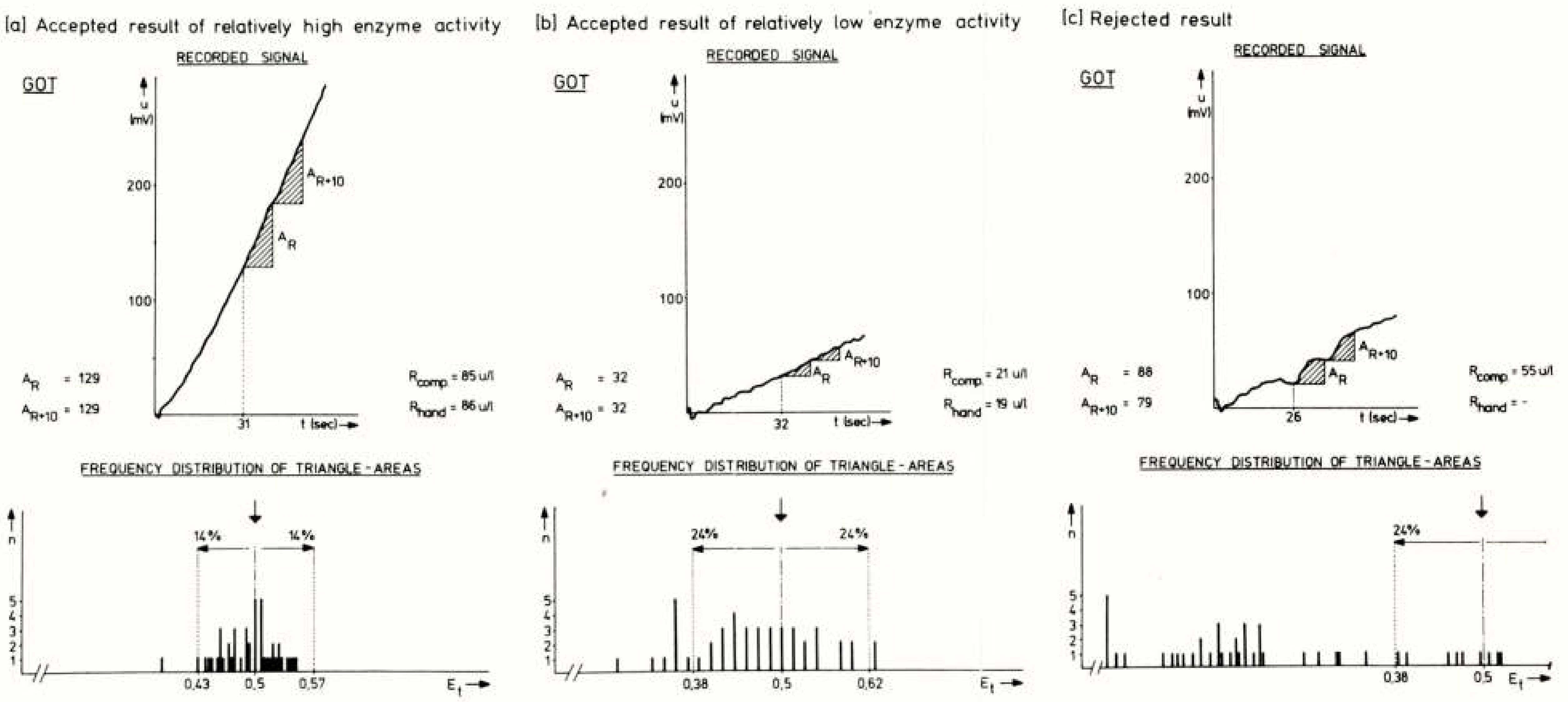
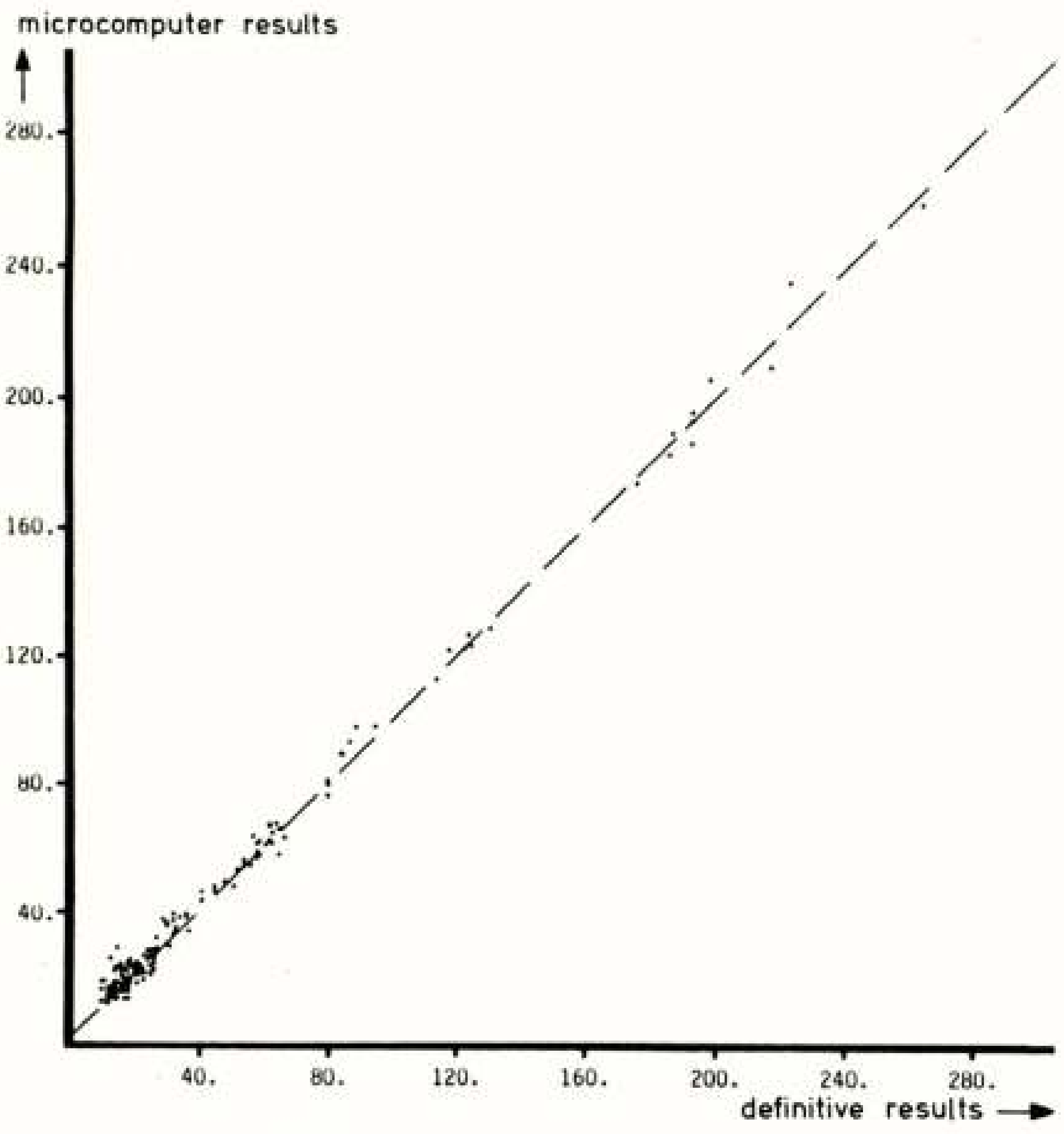


fig. 19. Voorbeelden van voorkomende curves en het effect van de foutdetectie



Enzyme: GOT

Regression equation: $y = 0{,}99x + 1{,}37$

$r = 0{,}997$

$n = 178$

fig. 20. Correlatie van hand- en computermethode

5. SLOTOPMERKINGEN

Alle toepassingen in het CKCL zijn tot op heden gerealiseerd met de 8008 microprocessor; hoewel nu technisch verouderd is deze goed bruikbaar gebleken. Tot nu toe is de capaciteitsgrens niet bereikt. De beschikbaarheid van deze processor neemt echter beduidend af; bij de eventuele keuze van een nieuwe microprocessor zullen niet de technische, maar vooral secundaire factoren als beschikbaarheid, vertrouwen in de leverancier en de kosten een rol spelen.

De systeem- en applicatieprogramma's zijn alle voor 100 % in eigen huis ontwikkeld; de gemiddelde grootte van een applicatieprogramma is 2 k bytes. Een ingewerkte systeemontwerper levert ca. 1 k per maand, volledig getest. In tegenstelling tot de modernere microprocessoren is voor de 8008 weinig sofware te koop en de overdraagbaarheid van de applicatieprogramma's is gering.

De methode, waarop de programma's werden ontwikkeld en getest - centraal/decentraal - voldoet goed, maar het programmeren in assembler is wel tijdrovend; van de voor andere microprocessoren beschikbare hogere programmeertalen, zoals PLM, wordt een aanmerkelijke tijdwinst verwacht.

Op basis van de microprocessor konden veel complexere systemen worden gerealiseerd dan voorheen, met minder componenten. De flexibiliteit heeft veel nut afgeworpen; diverse malen tijdens experimenten en na de inbedrijfname zijn functies gewijzigd. Voor de eindgebruiker is het belangrijk dat dit kan, zonder het apparaat langdurig uit bedrijf te nemen, terwijl anderzijds veel voordeel werd ondervonden van de mogelijkheid de toekomstige gebruiker in een vroeg stadium bij het ontwerp te betrekken.

Tenslotte nog de volgende stellingen:

- De toenemende integratiedichtheid bij de fabricage van elektronische bouwstenen heeft geleid tot een ontwikkeling, waarbij het voor de fabrikant niet meer lonend is zeer complexe circuits te maken in verband met de geringe aantallen, waarin dergelijke zeer specialistische componenten kunnen worden toegepast. Daarentegen zijn programmeerbare bouwstenen wel interessant omdat ze alle identiek zijn en derhalve weer in grote aantallen kunnen worden geproduceerd: uiteraard is dit prettig voor de fabrikant, maar niet per definitie ook voor de gebruiker. In feite komt het neer op de verschuiving van het probleem!
- Een microcomputer is niet meer maar ook niets minder dan een kleine computer. Wat is dan toch de oorzaak van de overweldigende belangstelling die de microprocessor tot op heden krijgt? De voornaamste reden is de grote praktische betekenis van de lagere hardware kosten en het kleinere volume, waardoor een gigantische uitbreiding van het potentiele toepassingsgebied van computers is ontstaan. Een logisch gevolg hiervan is, dat veel met computers onbekende mensen nu met (micro)computers worden geconfronteerd.
- Het werken met microprocessoren leert men niet door het bijwonen van lezingen en voordrachten; de enige oplossing is: zelf doen. De vaak aangeboden goedkope kits - microcomputers op een printplaatje, welke zodanig zijn "uitgekleed" dat ze juist nog kunnen werken maar net niets meer kunnen doen - zouden misschien hiervoor toch nog enig nut kunnen afwerpen.
- Als eenmaal voor een microprocessor is gekozen, dan blijkt het vaak mogelijk tegen slechts geringe extra kosten veel extra functies in te bouwen.
- De echte problemen bij de ontwikkeling van een op een microprocessor gebaseerd systeem liggen buiten de computersfeer: signaalaanpassingen, transducers, aarding, A/D-converters, storing, ruis...
- Het blote feit, dat een apparaat een microprocesor bevat is geen waarborg voor een goed produkt! Een voorbeeld: de fabrikant, die bij de verkoop van een analytisch apparaat de gebruiker verzekerde, dat alle nieuwe softwareontwikkelingen gedurende 2 jaar gratis in zijn apparaat zouden worden aangebracht. Achteraf bleek het programma zo vol fouten te zitten, dat het apparaat nauwelijks bruikbaar was...

Voordracht gehouden op 23 september 1977 in het Ray-Gebouw te Amsterdam, tijdens een gemeenschappelijke vergadering van het NERG (no. 266) en de Benelux sectie IEEE.

ETHERVERVUILING

ing. A. de Jong
PTT - Dr. Neher Laboratorium

Radiointerference (RFI) can disturb the authorized radioservices, especially in the frequency range below 1000 MHz. Two important categories of man-made noise, which can cause pollution of the frequency spectrum, are discussed: RF generators for heating and other purposes and RFI sources generating broadband interference like switches, commutator motors, ignition systems, etc. A survey is given of the interfering waveforms, the frequency bands which are affected, the suppression measures to be taken and the relevant recommended international standards.

INLEIDING

Tot de ons ter beschikking staande natuurlijke bronnen behoort ook het medium voor overdracht van radiogolven, kortweg ether genoemd. Evenals we in de andere gebieden van de ons omringende natuur zoals water, lucht, landschap e.d. gedwongen zijn tot een verantwoord en doelmatig gebruik om verstoring en hinderlijke effecten te voorkomen dienen we ook de ether op de juiste wijze te benutten en is etherbeheer noodzakelijk.

Onjuist gebruik resulteert in hinder (radiostoring) bij de gebruikers van dit medium dat voornamelijk wordt gereserveerd voor communicatie op afstand, navigatie, omroep en enkele speciale toepassingen zoals b.v. radio-astronomie. De aantrekkelijkheid van radiogolven zich zeer ver te kunnen voortplanten met betrekkelijk geringe demping is er tevens oorzaak van dat voorzichtigheid moet worden betracht met storende signalen.

De term radiostoring wordt gebruikt voor hinder afkomstig van verschillende soorten stoorders. Zo is er de radiostoring veroorzaakt door legale gebruikers van radioverbindingen die echter door onjuiste planning of congestie (middengolfomroep) of tijdens abnormale propagatiecondities (ductverschijnselen) andere legale gebruikers storen. Daarnaast kunnen illegale gebruikers (etherpiraten) als ordeverstoorders optreden en legitiem radiogebruik hinderen. In beide gevallen gaat het om onderlinge storing veroorzaakt bij het eigenlijke ethergebruik voor communicatie en soortgelijke toepassingen.

In tegenstelling hiermee is er een ander, oneigenlijk gebruik van de ether en de radiostoring die hiervan het gevolg is kan men onderbrengen in het begrip ethervervuiling. Daarbij denkt men dan uitsluitend aan de vorm van radiostoring die door de mens wordt geproduceerd ("man-made noise") en niet direct aan de natuurlijke storingsbronnen (atmosferische en kosmische ruis). Beide storingsvormen komen vooral voor in de lagere frequentiebanden (beneden 1000 MHz).

We beperken ons in het volgende tot de man-made noise die kan worden onderscheiden in twee groepen:

- gebruik van radiofrequenties voor andere toepassingen dan het normale radiogebruik,
- ongewenste bijprodukten opgewekt bij elektrische schakelverrichtingen.

RADIOFREQUENTIES VOOR BIJZONDERE TOEPASSINGEN

Hierin is een verdere onderverdeling mogelijk in het opwekken van grote vermogens (meestal voor verwarmingsdoeleinden) en van kleine vermogens die men in elektronische toepassingen aantreft.

Hoogfrequente generatoren voor grote vermogens

Deze categorie wordt in de literatuur meestal aangeduid met de term "ISM-equipment" (industrial, scientific, medical) en omvat hoogfrequente verwarmingsapparaten voor metaalverwerking, plastic verwerking, houtverlijming, voedselbereiding, diathermie, lasapparatuur en speciale toepassingen, b.v. cyclotrons.

Hoewel dit soort apparaten niet bedoeld is voor het uitstralen van hoogfrequente energie is een ruimtelijk veld (inductieveld) nodig waarbinnen zich het te verwarmen object bevindt. Door de eindige afmetingen van dit veld en de niet altijd ideale afscherming is enige uitstraling onvermijdelijk. Daar vaak zeer grote vermogens worden opgewekt (enkele tot enkele honderden kW) zal een relatief geringe uitstraling toch een grote veldsterkte in de omgeving kunnen opwekken. Uit fig. 1 is af te leiden dat een bron van 1 kW bij een demping van 30 dB ($1^{o}/oo$ uitgestraald vermogen) op 30 m afstand een veldsterkte doet ontstaan van 0,23 V/m (eenvoudigheidshalve is aangenomen dat de stralingsbron zich gedraagt als een isotrope straler).

Omdat dergelijke hoge veldsterkten ander radioverkeer onmogelijk maken wordt voor ISM-apparatuur een aantal banden in het frequentiespectrum gereserveerd (tabel 1).

Toch blijken er in de praktijk nog een aantal

problemen te bestaan. Zo is de frequentiestabiliteit van dit soort generatoren vaak onvoldoende om binnen de bandgrenzen te blijven. Dit is het geval als de variabele belasting in de uitgangskring van de generator de oscillatorfrequentie teveel beïnvloedt. Verder zijn de ISM-bandjes wel gereserveerd voor de grondfrequentie maar hogere harmonischen komen terecht in frequentiebanden van radiodiensten. Berucht zijn b.v. de derde harmonische van 40,68 MHz die zeer dicht ligt bij een noodfrequentie voor de luchtvaart en de vierde harmonische van 27,12 MHz die valt in de frequentieband van instrumentlandingssystemen in gebruik bij de burgerluchtvaart. Een blik op fig. 1 toont aan dat bij zeer goede harmonischen onderdrukking van 60 tot 80 dB nog altijd relatief grote veldsterkten voorkomen. Tenslotte is het onderdrukken van dit soort straling bijzonder moeilijk en kostbaar daar de belangrijkste maatregel, het afschermen van de ruimte waarin het veld wordt opgewekt, meestal in conflict komt met de toegankelijkheid van het apparaat voor de te verwarmen objecten.

Om de ongewenste uitstraling toch onder controle te houden heeft het CISPR (Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques), dat internationale aanbevelingen opstelt voor toelaatbare radiostoring, de volgende limietwaarden voor straling van ISM-apparaten aanbevolen:

ITU-frequenties : onbeperkt

omroepbanden

beneden 30 MHz	:	50 µV/m,	meetafstand 100 m
30 - 1000 MHz	:	30 µV/m,	meetafstand 30 m

overige banden

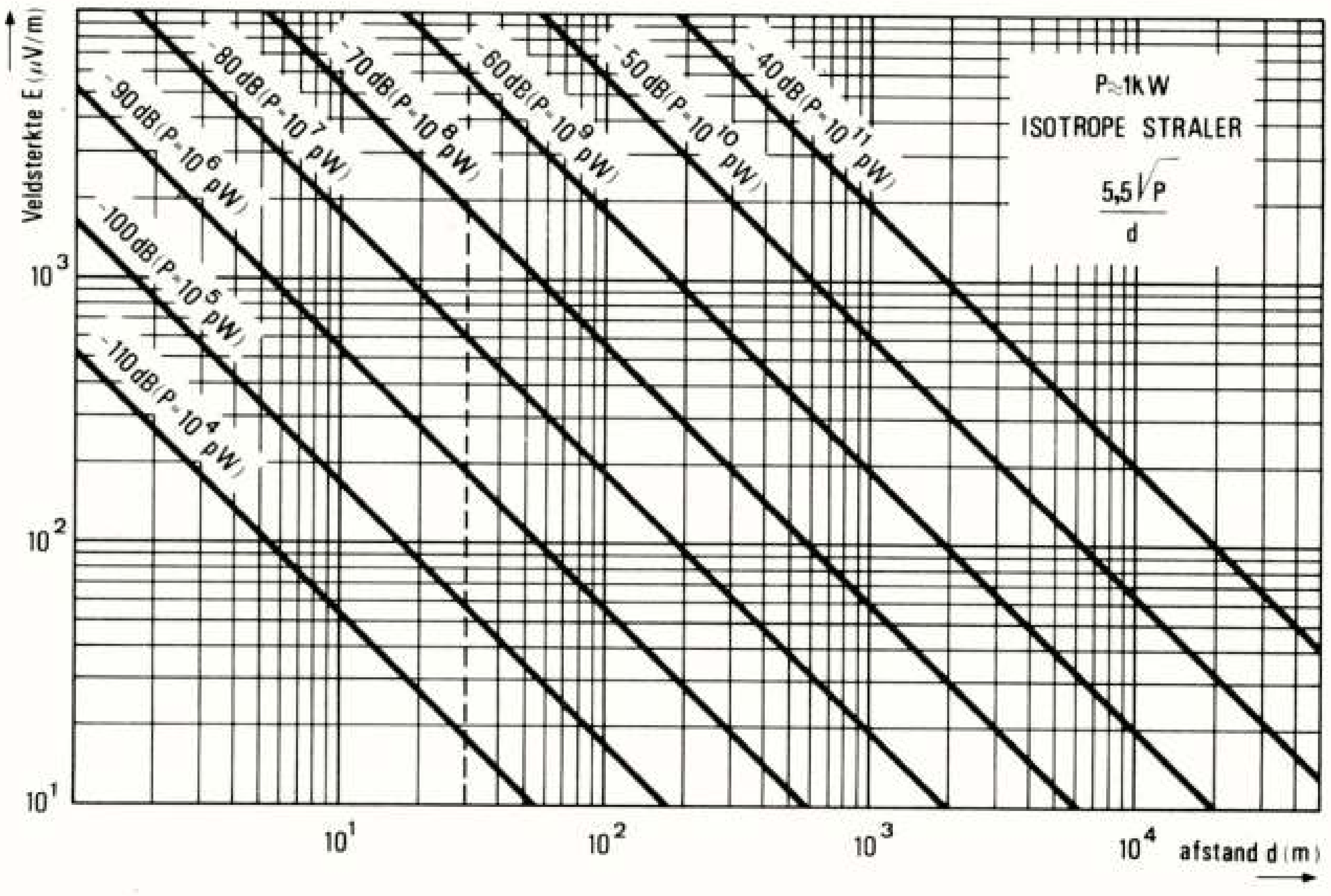
beneden 30 MHz	:	500 µV/m,	meetafstand 100 m
30 - 1000 MHz	:	500 µV/m,	meetafstand 30 m

Hierbij moet worden opgemerkt dat deze limieten, speciaal buiten de omroepbanden, vrij grote veldsterkten toelaten. Dit is enerzijds gebaseerd op de moeilijkheid om apparatuur voor grote vermogens tegen redelijke kosten voldoende stralingsvrij te maken en anderzijds op de overweging dat dit soort apparaten hoofdzakelijk wordt toegepast op speciale plaatsen ("industrial areas") op vrij grote afstand van de radiogebruikers.

In sommige landen geldt voor dit soort apparaten een aanmeldingsplicht zodat de overheid bekend is met

tabel 1.

mondiaal gebruikte frequentiebanden	lokaal toegestane frequentiebanden
13,56 MHz ± 0,05%	3,39 MHz ± 0,6% (Ned)
27,12 MHz ± 0,6%	6,78 MHz ± 0,6% (Ned)
40,68 MHz ± 0,05%	433,92 MHz ± 0,2%
5800 MHz ± 75 MHz	915 MHz ± 25 MHz
22125 MHz ± 125 MHz	2375 MHz ± 50 MHz
	2450 MHz ± 50 MHz



Figuur 1: Veldsterkte als functie van de afstand van een isotrope-straler met 1kW opgewekt vermogen en verschillende onderdrukkingsfactoren.

plaatsen waar potentiële stoorders zijn geïnstalleerd en in geval van storing snel kan ingrijpen.

Op dit ogenblik is in de EEG-lidstaten een Richtlijn voor harmonizatie van de nationale wetgevingen op het gebied van radiostoring veroorzaakt door ISM-apparaten in voorbereiding. Speciaal de vrij hoge waarden in de banden buiten de omroep, in het bijzonder in de luchtvaartbanden, vormen nog een belangrijk punt van discussie.

Hoogfrequente generatoren voor geringe vermogens

Het betreft hier in het algemeen elektronische schakelingen voorzien van oscillatoren. In tegenstelling tot de generatoren voor verwarmingsdoeleinden zijn de hier opgewekte vermogens in de grootte-orde van milliwatts. Desondanks kunnen deze schakelingen bij onvoldoende afscherming radiostoring veroorzaken in nabijgelegen ontvangers voor omroep- of communicatiedoeleinden.

Enkele voorbeelden van dit soort stoorbronnen zijn:

- oscillatoren in meetinstrumenten, klokken, beveiligings- en besturingsinstallaties e.d.
- computers.
  Hierbij worden bovendien impulsvormige signalen gebruikt die een breed frequentiespectrum bevatten. Ook worden deze signalen in grote installaties vaak over grote afstanden getransporteerd waarbij de uitgebreide bekabeling de uitstraling bevordert. Vanwege de complexiteit van dit soort stoorbronnen heeft het CISPR relevante meetmethoden en limieten nog in studie.
- draaggolfsystemen in bovengrondse (hoogspannings) netten.
  Deze systemen worden in nederland slechts beperkt toegepast. Ten gevolge van de lange en vaak hooggeplaatste geleiders is uitstraling onvermijdelijk. Ter illustratie dienen de volgende getallen: metingen in Zwitserland toonden aan dat een 1 MHz-signaal, geïnjecteerd in een bovengrondse leiding bij een spanning van 10 mV een veldsterkte van 20 µV/m oplevert op een afstand van 60 m van de leiding.
- gemeenschappelijke antenne-inrichtingen.
  Hoewel hierbij uitsluitend coaxiale kabels worden toegepast is de afscherming, vooral bij de aftakpunten, niet altijd ideaal zodat een fractie van de getransporteerde signalen wordt uitgestraald. Zolang gebruik wordt gemaakt van kanalen die aan de omroep zijn toegewezen is weinig hinder te vrezen daar men in het systeem meestal die kanalen benut welke plaatselijk niet rechtstreeks ontvangen kunnen worden. De kans op storing is echter groter bij het gebruik van de z.g. S-kanalen ("Sonderkanäle"), dat zijn frequenties die buiten het systeem bij andere diensten (b.v. mobiele en luchtvaartverbindingen) in gebruik zijn. Aan de toepassing van S-kanalen zullen dan ook strenge eisen ten aanzien van de uitstralingsdichtheid van de systemen moeten worden gesteld.
- lokale oscillatoren in ontvangers.
  Een lokale oscillator van een ontvanger kan, vooral bij frequenties boven 30 MHz (FM- en TV-omroep), via de antenneversterker en de daaraan verbonden antenne uitstraling veroorzaken. Dit kan belangrijke radiostoring tot gevolg hebben omdat hier zeer grote aantallen stoorbronnen in het geding zijn (in nederland meer dan 8 miljoen FM + TV-ontvangers) op onderling geringe afstanden. Bovendien gaat het om een massa-artikel van zo eenvoudig mogelijke constructie (de veel kleinere aantallen professionele ontvangers zijn voorzien van betere afscherming). Ook doet zich bij ontvangers het probleem voor dat de oscillatorfrequentie ten gevolge van de mf-verschuiving gedeeltelijk buiten de eigen band valt en andere diensten kan storen.

Het CISPR heeft daarom voor TV- en FM-omroepontvangers de volgende limietwaarden voor straling aanbevolen:

gemeten op een afstand van 3 m met variabele meethoogte (instellen op maximale veldsterkte) mag de straling niet meer bedragen dan:

voor de grondfrequentie	: 700 µV/m
met een relaxatie tot	: 2 à 3 mV/m
voor harmonischen beneden 300 MHz	: 400 µV/m
voor harmonischen boven 300 MHz	: 600 µV/m

De relaxatiewaarde mag worden toegepast bij het gebruik van een gestandaardiseerde middenfrequentie, de kanaalindeling is nl. gebaseerd op deze standaard-mf waarbij de oscillatorfrequentie op een zodanige plaats in het spectrum valt dat deze weinig hinder oplevert. Daar in de praktijk vrijwel uitsluitend standaard-mf wordt toegepast is de relaxatiewaarde de algemeen gebruikte norm.

Hierbij zij opgemerkt dat om meettechnische redenen de meetafstand slechts 3 m bedraagt. Bovendien wordt door de variabele meethoogte de ongunstigste waarde gemeten, dit laatste in tegenstelling tot de vaste meethoogte bij grotere meetafstanden (zoals 30 en 100 m bij ISM-apparaten). Het verband tussen de veldsterkte op grotere afstand en de veldsterkte gemeten op 3 m afstand is daarom niet eenduidig, globaal kan worden gesteld dat de meetwaarde op 30 m afstand en vaste hoogte (3 m) ruim 20x lager is dan gemeten op 3 m afstand met variabele hoogte. De limietwaarde zonder relaxatie komt dan redelijk overeen met de limiet die geldt voor ISM-apparatuur binnen de omroepbanden.

RADIOFREQUENTIES ALS ONGEWENSTE BIJPRODUKTEN

In tegenstelling tot generatoren en oscillatoren die in principe slechts één frequentie opwekken (smalle band storing) omvatten sprongvormige verschijnselen,

veroorzaakt door schakelverrichtingen, impulsen en stochastische signalen een breed frequentiespectrum. Bij uitstraling kunnen zij dan ook in brede frequentiebanden radiostoring veroorzaken (brede band storing).

Stoorsignalen worden vaak onderscheiden in:

- impulsvormige storing.

  Bij gelijkvormige, periodieke signalen kan het frequentiespectrum door middel van Fourier analyse worden berekend; het spectrum wordt bepaald door herhalingsfrequentie, impulsbreedte en impulsvorm. Voor de meest eenvoudige impulsvormen als rechthoek en driehoek verloopt de omhullende van het spectrum volgens een vlakke lijn tot een bepaalde frequentie (bepaald door de impulsbreedte) en neemt daarna met de eerste macht (rechthoek) of tweede macht (driehoek) van de frequentie af (zie fig. 2). De afstand tussen de spectrumlijnen komt overeen met de herhalingsfrequentie.

  In de praktijk zijn stoorimpulsen minder eenvoudig van vorm en meestal niet constant van breedte en herhalingsfrequentie.

- quasi-impulsvormige storing.

  Indien afzonderlijke impulsen met variërende afstanden, breedten en hoogten elkaar overlappen ontstaan grillig gevormde signalen. Is de impulsvorm hierin nog min of meer te herkennen dat spreekt men van quasi-impulsvormige storing, dit type storing vormt een overgang tussen de echte impulsvormige storing en de ruisvormige storing.

- ruisvormige storing.

  Het meest bekende stochastische signaal, de thermische ruis, vertoont een vlak frequentiespectrum. Ook ruisvormige storing doet zijn effect gelden over een breed frequentiespectrum maar de frequentie-afhankelijke koppeling tussen de eigenlijke stoorbron en de ether zal in de praktijk tot gevolg hebben dat ook de hinder bij ruisvormige storingsbronnen bij hoge frequenties sterk afneemt.

Naast het verschil in frequentiespectrum onderscheiden zuiver impulsvormige signalen zich van ruisvormige signalen door hun verschillend gedrag ten aanzien van de bandbreedte.

Bij impulsvormige signalen (met constante herhalingsfrequentie) neemt de amplitude recht evenredig toe met de bandbreedte B (mits deze een aantal spectrumlijnen bevat, $B >> f_{herh}$) de impulsbreedte neemt evenredig af met B zodat het impulsoppervlak gelijk blijft. Bij ruisvormige signalen daarentegen kan men niet spreken van de amplitude maar van een piekwaarde met een bepaalde overschrijdingskans, deze is echter evenredig met de wortel uit de bandbreedte, zoals ook geldt voor de effectieve waarde.

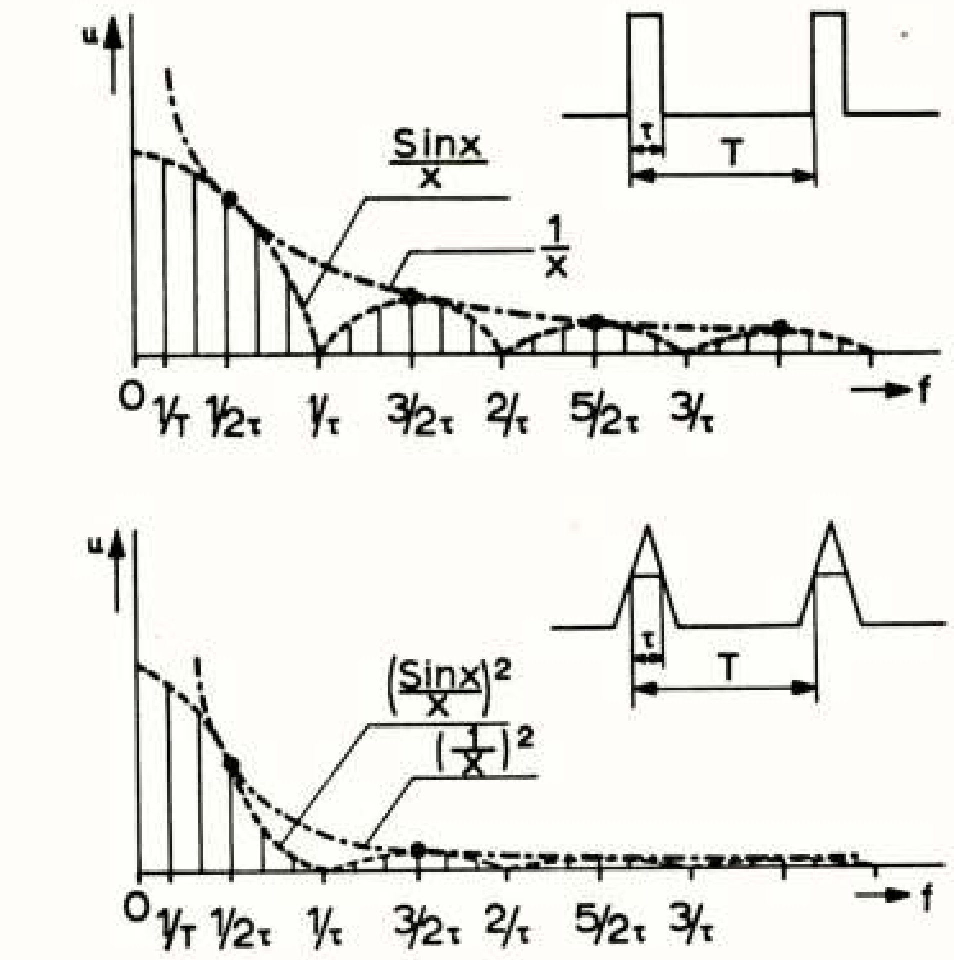
De praktijk geeft niet altijd een éénduidig verband te zien tussen de verschillende signaalvormen en de bronnen die deze signalen veroorzaken. Een globale indeling is wel mogelijk en ziet er als volgt uit:

impulsvormige storing

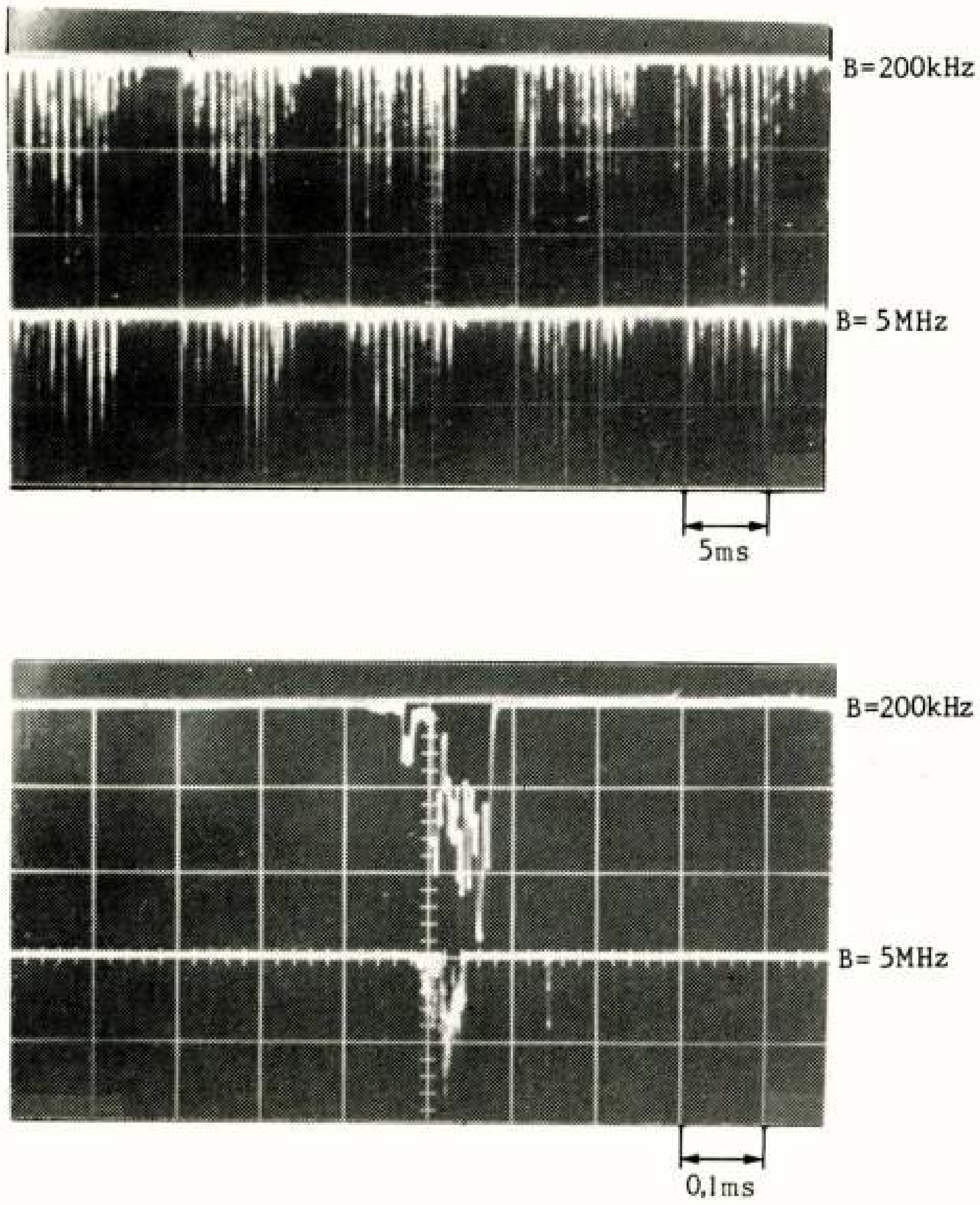
- lage herhalingsfrequenties (éénmalig tot enkele Hz) komt voor bij schakelaars, programmabesturing, thermostaten, e.d.
- herhalingsfrequentie overeenkomstig de netfrequentie (50 - 100 Hz) komt voor bij thyristornetregelaars.
- hoge herhalingsfrequenties (enkele tientallen tot honderden Hz) komt voor bij elektrische ontsteking van verbrandingsmotoren.

quasi-impulsvormige storing

- komt voor bij collectormotoren, waarbij de schakelfrequentie van de collector en de modulatie met de netfrequentie meestal duidelijk onderscheiden kunnen worden. In fig. 3a zijn de collector-schakelimpulsen, waarvan de omhullende varieert met de netspanning, goed zichtbaar, fig. 3b geeft een enkele collectorschakelimpuls op uitgerekte tijdschaal te zien. Van dezelfde bron is gelijktijdig een registratie gemaakt met een 5 MHz brede ontvanger en één met een bandbreedte van 200 kHz, het verschil in structuur tussen het brede band en het smalle band signaal is duidelijk waarneembaar.



Figuur 2: Frequentiespectra voor rechthoekige en driehoekige impulsen.



Figuur 3: Stoorpatroon van een collectormotor.

- gasontladingslampen, aangesloten op het wisselstroomnet. Ook hierbij komen "bursts" voor met een ruisachtig karakter en een herhalingsfrequentie gelijk aan de dubbele netfrequentie.

ruisvormige storing

- coronaverschijnselen en gasontladingen aangesloten op gelijkspanning vertonen een meer continu ruisvormig karakter.

INVLOED VAN STOORBRONNEN IN VERSCHILLENDE FREQUENTIEGEBIEDEN

Het effect van stoorbronnen in verschillende frequentiegebieden is per frequentiegebied niet scherp begrensd, de splitsing moet daarom beschouwd worden als een zeer globale indeling.
De aangegeven limietwaarden zijn daarentegen wel vastgesteld voor discrete frequentiegebieden.

a) Apparaten gevoed uit het sterkstroomnet en voorzien van collectormotoren en/of schakelende (harde) contacten.
   - beneden 30 MHz: uitstraling voornamelijk via het lichtnet, storingsonderdrukking door middel van filtercondensatoren in de nettoevoer
   - 30 - 300 MHz: uitstraling hoofdzakelijk via het netsnoer, storingsonderdrukking door middel van filtercondensatoren en smoorspoeltjes in de nettoevoer.
   - boven 300 MHz: uitstraling verwaarloosbaar.

CISPR-limieten:

0,15 - 30 MHz: 1 à 3 mV gemeten aan de netvoedingsklemmen (bandbreedte selectieve voltmeter 9 kHz)

30 - 300 MHz : 30 - 300 nW (toenemend met de frequentie) gemeten met behulp van een absorptiemeettang rond netsnoer (B = 120 kHz)

bij klikvormige storingen geldt een relaxatie voor impulsen met een lage herhalingsfrequentie ($N < 30$/min.) en korte klikduur ($\tau < 200$ ms)

b) Apparaten gevoed uit het sterkstroomnet en voorzien van thyristoren voor spanningsregeling (zachte contacten).

   Thyristoren geven schakelimpulsen met minder steile flanken dan harde contacten, zodat:
   - beneden 10 MHz: uitstraling voornamelijk via het lichtnet, storingsonderdrukking door middel van filtercondensatoren en/of smoorspoelen in de nettoevoer
   - boven 10 MHz: storing verwaarloosbaar.

   Dit soort stoorbronnen veroorzaakt vaak in het LG en MG gebied een ratel in ontvangers met ferrietantennes.

   CISPR-limieten:

   0,15 - 30 MHz: als a)

c) Gasontladingslampen gevoed uit het lichtnet, in de praktijk voornamelijk fluorescentieverlichting.
   - beneden 2 MHz: uitstraling voornamelijk via het lichtnet, storingsonderdrukking wordt verkregen door de ballastsmoorspoel, eventueel verbeterd door filtercondensatoren in de nettoevoer
   - boven 2 MHz: storing verwaarloosbaar.

   CISPR-limieten:
   Hierbij stelt men geen eisen aan het stoorniveau van de buizen zelf daar dit sterk varieert van exemplaar tot exemplaar en afhankelijk is van opstelling en ouderdom. Wel stelt CISPR eisen aan de demping van het armatuur:
   0,15 - 1,6 MHz: 28 - 20 dB (afnemend met frequentie)

d) Hoogspanningslijnen.
   Vervuilde, vochtige of defecte isolatoren kunnen sproei-ontladingen vertonen, deze effecten kunnen door doelmatige constructie van de isolatoren tot een minimum worden teruggebracht. Daarnaast kunnen door een geschikte configuratie van de geleiders (reductie van de randveldsterkte) coronaverschijnselen sterk worden verminderd. Storing veroorzaakt door hoogspanningslijnen komt het meest voor in het LG en MG gebied, minder frequent in de FM- en TV-omroepbanden.

CISPR-limieten:

Het CISPR beveelt geen limieten aan voor hoogspanningslijnen. Het eigenlijke stoorniveau is afhankelijk van een samenspel van verschillende factoren en kan pas na de opbouw van een traject worden vastgesteld. Wel is een CISPR-Report beschikbaar dat als leidraad kan worden gebruikt bij het opzetten van nieuwe netten.

e) Elektrische ontsteking in motorvoertuigen.
In de bobine worden hoogspanningsimpulsen (enkele kV) opgewekt voor het doen vonken van de bougies. Deze kunnen een belangrijke bron van radiostoring vormen.

- beneden 10 MHz: in dit frequentiegebied is de lengte van de hoogspanningskabels nog klein ten opzichte van de golflengte zodat uitstraling verwaarloosbaar is. Wel kan het inductieveld op de eigen voertuigradio storing veroorzaken, meestal via de laagspanningsbekabeling. In dat geval wordt storingsonderdrukking verkregen door middel van filtercondensatoren over het onderbrekercontact en over eventuele andere contacten en collectormotoren.
- 30 - 300 MHz: uitstraling via de bougiekabels; storingsonderdrukking wordt verkregen met behulp van dempingsweerstanden in de bougies, in bougiekapjes, in de rotor van de verdeler of in de bougiekabels zelf (weerstandskabel). In bijzondere gevallen wordt extra afscherming van de kabels toegepast.
- boven 300 MHz: uitstraling verwaarloosbaar.

CISPR-limieten:

40 - 250 MHz: 50 - 120 µV/m (toenemend met de frequentie vanaf 75 MHz), gemeten op een afstand van 10 m vanaf het voertuig.

Voor een volledig overzicht van de door CISPR aanbevolen meetmethoden en limietwaarden wordt verwezen naar de volgende CISPR-Publicaties:

CISPR-Publication 1 (2nd edition 1972):
Specification for CISPR radio interference measuring apparatus for the frequency range 0.15 - 30 MHz.
Publication 1A(1975): First supplement to CISPR Publication 1(1972).

CISPR-Publication 2 (2nd edition 1975):
Specification for CISPR radio interference measuring apparatus for the frequency range 25 - 300 MHz.

CISPR-Publication 3(1975): Specification for CISPR radio interference measuring apparatus for the frequency range 10 - 150 kHz.

CISPR-Publication 4(1967): CISPR measuring set specification for the frequency range 300 to 1000 MHz.
Publication 4A(1975): First supplement to CISPR Publication 4(1967).

CISPR-Publication 5(1967): Radio interference measuring apparatus having detectors other than quasi-peak.

CISPR-Publication 11(1975): Limits and methods of measurement of radio interference characteristics of industrial, scientific and medical (ISM) radio-frequency equipment (excluding surgical diathermy apparatus).

CISPR-Publication 12(1975): Limits and methods of measurement of radio interference characteristics of ignition systems of motor vehicles and other devices.

CISPR-Publication 13(1975): Limits and methods of measurement of radio interference characteristics of sound and television receivers.

CISPR-Publication 14(1975): Limits and methods of measurement of radio interference characteristics of household electrical appliances, portable tools and similar electrical apparatus.

CISPR-Publication 15(1975): Limits and methods of measurement of radio interference characteristics of fluorescent lamps and luminaires.

Deze CISPR-publicaties worden uitgegeven door het Central Office van het IEC te Genève en zijn verkrijgbaar bij het Nederlandse Electrotechnische Comité (NEC) te Rijswijk.

Voordracht gehouden op 12 mei 1977 in het P.T.T. vergadercentrum te Utrecht, tijdens een gemeenschappelijke vergadering van het NERG (no. 265), de Benelux sectie IEEE, en de sectie Telecommunicatietechniek KIvI.

MODERNE INZICHTEN IN DE SPECTRUM BENUTTING BIJ MOBIELE RADIOCOMMUNICATIE

Ir. D. Muilwijk
Philips' Telecommunicatie Industrie, Huizen

For a mobile radio communication network it is important to know which parameters are fundamentally determining the spectrum utilization and how these parameters affect the spectrum efficiency. In this paper a simple model for mobile radio communication is developed; inputs to this model are the geographic configuration of the network, geographic density of subscribers, generated traffic per subscriber, blocking probability and the amount of information per transmission channel. From this model then follows how spectrum efficiency is influenced by cell-diameter, trunking efficiency, required transmission quality and modulation method, moreover optimum modulation parameters appear to exist. The spectrum efficiency is defined here as Erlang/Hz m^2, i.e. the geographic traffic density allowed per unit of bandwidth.

INLEIDING

De voor mobiele radiocommunicatie beschikbare band in het radiospectrum is beperkt, zowel door een onder- en bovengrens in de bruikbaarheid als door het beslag dat door andere gebruikers op het bruikbare gedeelte wordt gelegd.

Van vele zijden wordt thans geschreven over gebrek aan kanaalfrequenties voor mobiele radiocommunicatie en over de noodzaak om hierin op korte termijn verbetering te brengen; een noodzaak die voortkomt uit de belangrijkheid van mobiele radio voor economie en veiligheid. In deze publikaties worden meestal ook middelen ter verbetering aangegeven, echter moet worden vastgesteld dat de voorgestelde maatregelen nogal eens verschillen en soms zelfs geheel tegengesteld gericht zijn.

Het is daarom nuttig te onderzoeken welke parameters bepalend zijn voor het spectrumverbruik en hoe zij kwantitatief de benutting van het spectrum beinvloeden. Met behulp van zo'n analyse zijn dan een aantal vragen en problemen aan te vatten, waarvan enkele zijn :

a. In hoeverre is spectrumbenutting een beinvloedbare grootheid, op welke parameters moet invloed worden uitgeoefend en welke technische middelen moeten worden aangewend om de spectrumbenutting te verbeteren ?
b. Hoe verhouden zich de reële behoefte en de beschikbaarheid ?
c. Welke economische consequenties zijn er voor een systeem of net, waarvan, door gebrek aan kanalen, de spectrumbenutting moet worden opgevoerd en in hoeverre rechtvaardigen die economische consequenties een offer van andere zijden om het gebrek aan spectrum op te heffen.

EEN MODEL VOOR MOBIELE RADIOCOMMUNICATIE

Ons doel is, te bepalen op welke wijze verschillende parameters invloed uitoefenen op de spectrumbenutting bij mobiele radiocommunicatie. We zullen dit doen met behulp van een model, dat enerzijds zo eenvoudig mogelijk moet zijn, maar waarin anderzijds alle factoren moeten worden ondergebracht die mogelijkerwijs invloed kunnen uitoefenen. Het nu nog vage begrip "spectrumbenutting" moet ook met behulp van het model nader zijn te preciseren.

Het model veronderstelt radiocommunicatie met mobiele posten (MP), die via vaste posten (VP) in het draadgebonden net wordt geleid (zie fig. 1). Die vaste posten zijn gebruikelijk, omdat bijna 100% van de communicatie loopt van mobiel naar vast, of omgekeerd, en niet van mobiel naar mobiel. Zoals verder zal blijken zijn deze vaste posten met hun verbinding naar het draadnet van wezenlijk belang voor het spectrumgebruik. Bij een verdere schematisering en uitbreiding van het model veronderstellen we, dat er meerdere vaste posten over het (geografisch) oppervlak verspreid liggen (zie fig. 2).

Nu rijst onmiddellijk de vraag, hoe de VP's over het oppervlak verdeeld moeten worden om

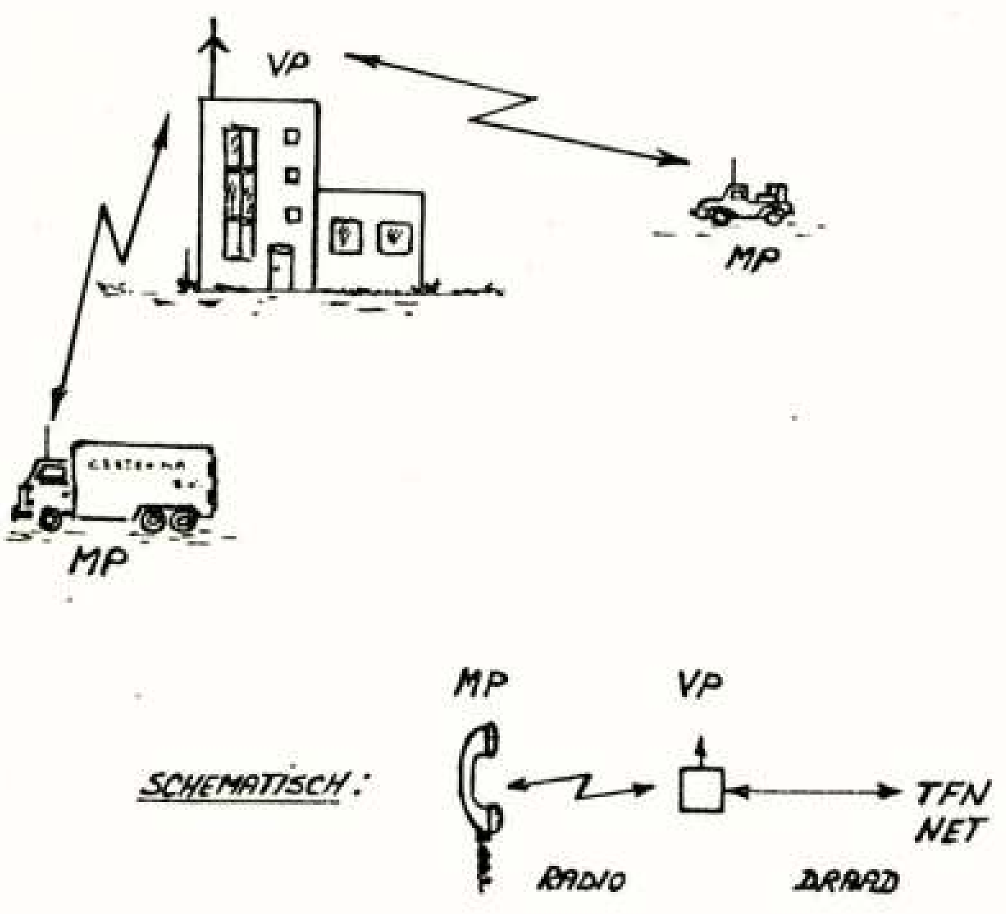


Fig. 1. Mobiele radiocommunicatie.

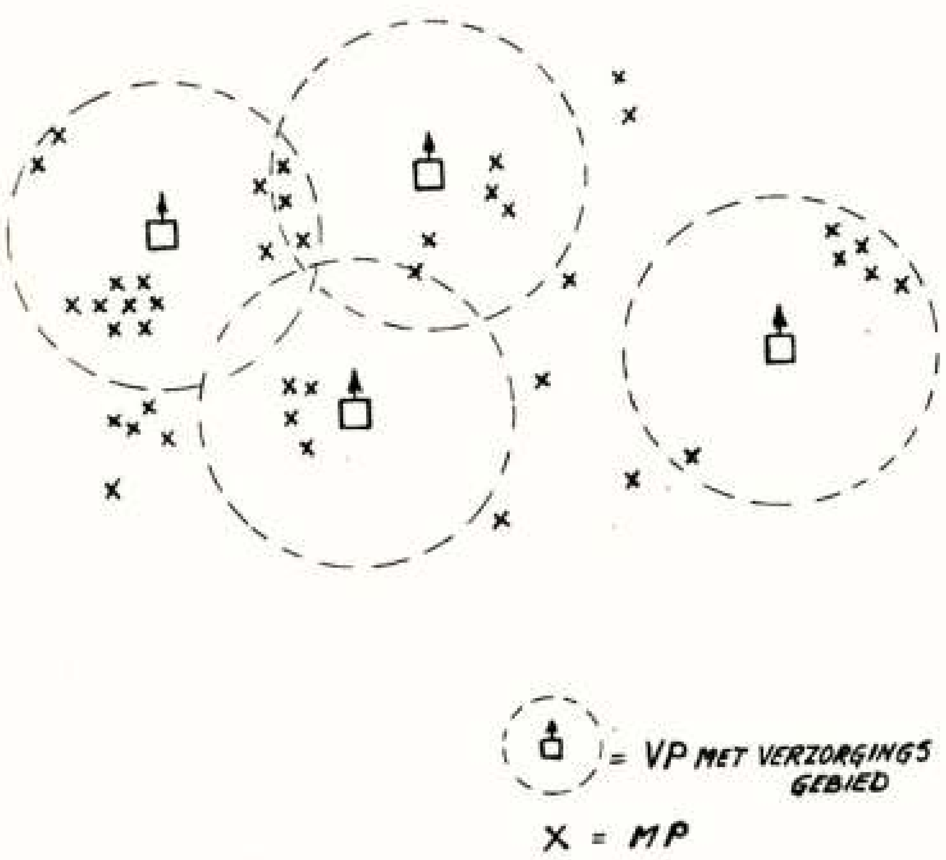


Fig. 2. Schematisering van mobiele radiocommunicatie.

volledige bedekking door verzorgingsgebieden te krijgen en toch de overlappingsgebieden zo klein mogelijk te houden. De optimale bedekking blijkt te worden gevonden door een verdeling van het oppervlak in zeshoekige cellen (Freytag, 1965); dit is uit te leggen als een verdeling in cirkelvormige verzorgingsgebieden met zo klein mogelijke overlapping (zie fig. 3). Iedere MP maakt gebruik van de VP van de cel waarin hij zich op dat moment bevindt, vanuit de VP wordt de verbinding via het draadgebonden net naar zijn bestemming geleid. De wetenschap, dat de werkingssfeer van een zender buiten een zeker gebied ophoudt, biedt de mogelijkheid een bepaalde frequentie op enige afstand opnieuw te gebruiken. De geografische herhaalafstand is een belangrijke grootheid voor de spectrumbenutting, immers hij biedt de mogelijkheid een bepaald patroon van frequentiegebruik waarin juist alle frequenties éénmaal gebruikt worden, tot in het oneindige te herhalen, daarbij steeds weer nieuwe gebruikers van spectrum voorziend zonder uitbreiding van de totale bandbreedte. Men drukt dit wel uit door te zeggen : spectrum heeft behalve de dimensie bandbreedte ook nog de dimensie afstand. We veronderstellen zoveel selectiviteit en lineariteit in de zend/ontvangers, dat van verbindingen op andere frequenties geen hinder wordt ondervonden. Iedere verbinding zal dan in hoofdzaak door zes andere verbindingen op dezelfde frequentie gestoord worden. De invloed van deze storing bepaalt hoe dichtbij hetzelfde kanaal weer herhaald mag

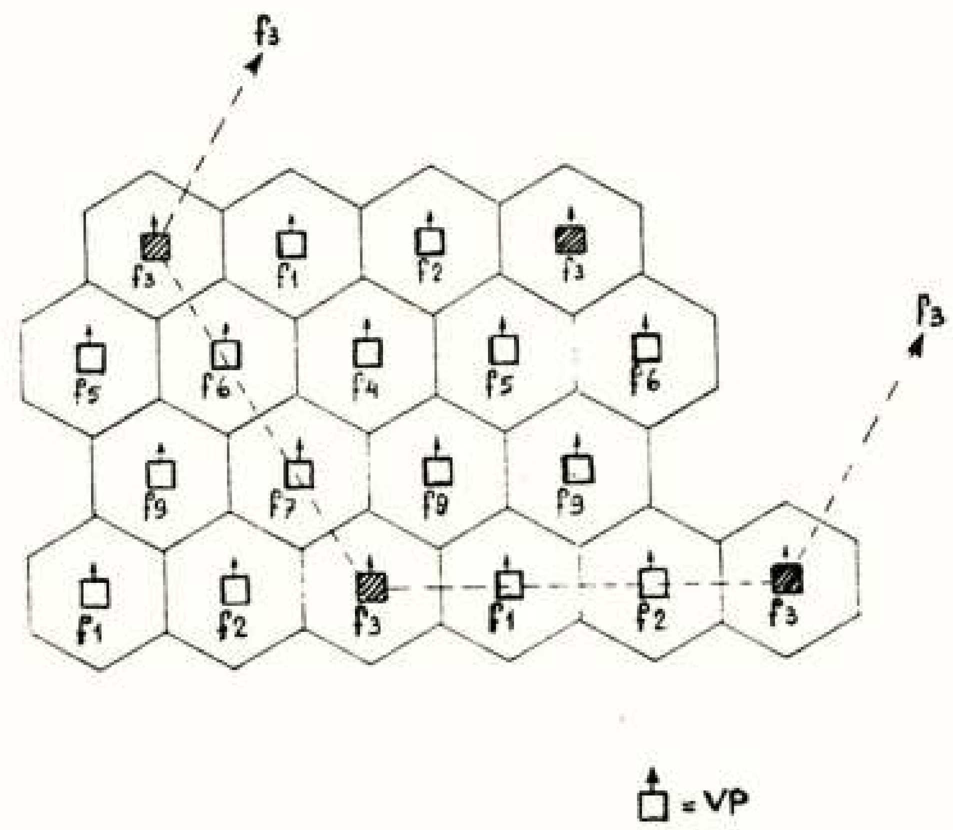


Fig. 3. Netopbouw met zeshoekige verzorgingsgebieden.

worden, dus hoeveel cellen er tussen moeten liggen, en dit bepaalt weer hoeveel verschillende groepen frequenties er nodig zijn (9 in het voorbeeld van fig. 3). De spectrumbenutting is beter naarmate er minder groepen zijn, d.i. naarmate de herhaalafstand kleiner kan zijn; de relatie met andere parameters zal blijken uit het vervolg.

Eén cel, met de zes storende zenders, is weergegeven in fig. 4. Als we in dit stoormodel een aantal transmissie- en netparameters introduceren, kunnen we komen tot uitspraken over de spectrumbenutting.

De parameters van het model zijn :

Celstraal (= verzorgingswijdte van een VP)	: d_c
Afstand VP tot storende VP's	: d_s
Geografische dichtheid MP's	: D
Verkeer per MP	: α Erlang (drukke uur)

Stagnatiekans voor een verbinding : W_s

Informatie per verbinding : bronsignaal met basisbandbreedte B_o, moet overgedragen worden met minimale signaal/storingverhouding $\rho_{o\ min}$

Modulatie bandbreedte : B

Zendvermogen : P_z

Antennediagram : rondstraler in horizontaal vlak

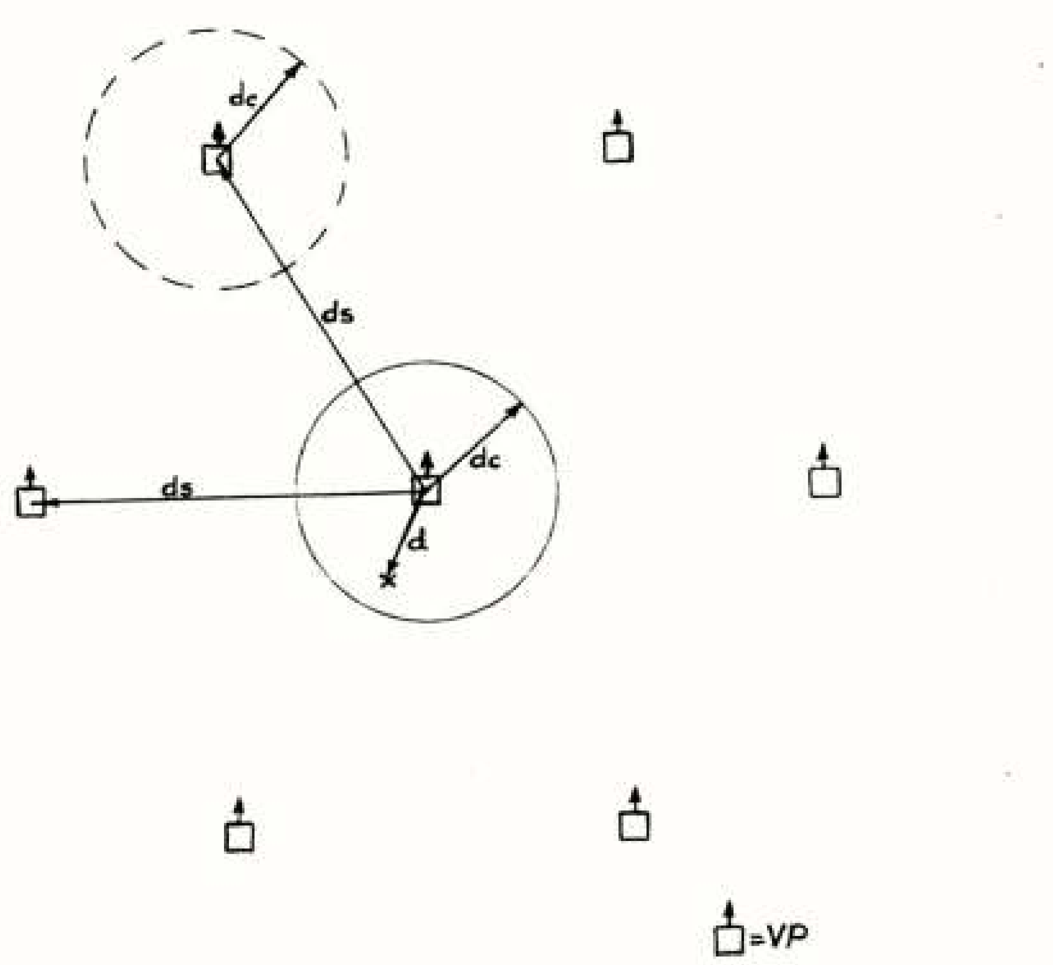


Fig. 4. Cel omringd door storende cellen.

De grootheden "verkeer" en "stagnatiekans" zijn identiek met de overeenkomstige begrippen uit de telefoonwereld.

Door voor de antenne een rondstraler te nemen is een parameter die invloed op de spectrumbenutting kan uitoefenen eigenlijk uit het model weggelaten, dit om de zaak eenvoudig te houden (zowel voor het model als voor de mobiele post).

Door de modulatie wordt bereikt dat het bronsignaal met bandbreedte 0-B_o wordt getransformeerd in een transmissiesignaal op een bepaalde draaggolffrequentie met bandbreedte B, vaak is $B \neq B_o$. Deze modulatie heeft consequenties voor de signaal/storingsverhouding en het benodigde spectrum; het verband tussen de signaal/storing verhouding ρ op de transmissieweg (bandbreedte B) en de hieruit in de ontvanger na detectie ontstane signaal/storing verhouding ρ_o (bandbreedte B_o) is een functie van de bandbreedteverhouding $\frac{B}{B_o}$.

$$\rho_o = \rho_o(\rho, \frac{B}{B_o})$$

Van dit verband zijn in de figuren 5 en 6 voorbeelden gegeven, de grafieken zijn vrij ruwe benaderingen, maar zeker geschikt om trends aan te geven.

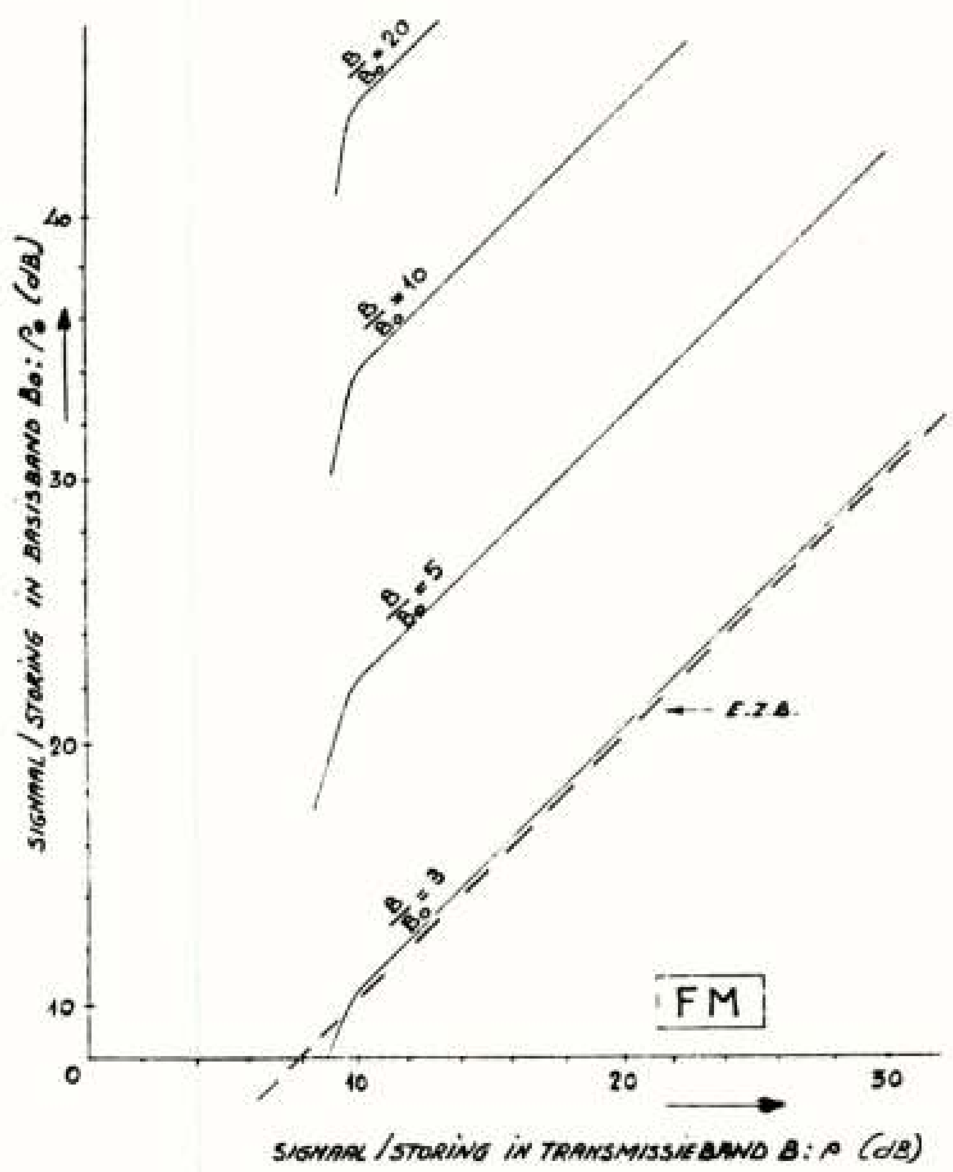


Fig. 5. Het verband tussen ρ_o en ρ als functie van $\frac{B}{B_o}$ voor FM, berekend voor sinusvormige modulatie; de bandbreedte is vastgesteld volgens de regel van Carson, de FM-detectiedrempel is gelegd bij 10 dB.

Uit de figuren blijkt, dat een grotere $\frac{B}{B_o}$ bij gelijkblijvende signaal/storing verhouding ρ in de transmissieband een betere ρ_o in de basisband oplevert.

BEPALING VAN DE BENODIGDE BANDBREEDTE UIT HET MODEL

We berekenen de storing die wordt ondervonden in de verbinding van vaste- naar mobiele post (zie fig. 4).

Het ontvangen gewenste vermogen P_o bedraagt :

$$P_o = (\frac{d_r}{d})^4 \ P_z \qquad (1)$$

waarin d_r de referentieafstand is. Gerekend is met 12 dB afval van de veldsterkte bij afstandsverdubbeling. In de praktijk blijkt nog

dat P_o een stochastische variable is : de veldsterkte vertoont fluctuaties wanneer we in een cirkel om een zender heenrijden; we laten hier deze fluctuaties buiten beschouwing. Van de zes storende zenders wordt een stoorvermogen N ontvangen :

$$N = n\left(\frac{d_r}{d_s - d_c}\right)^4 P_z \qquad (2)$$

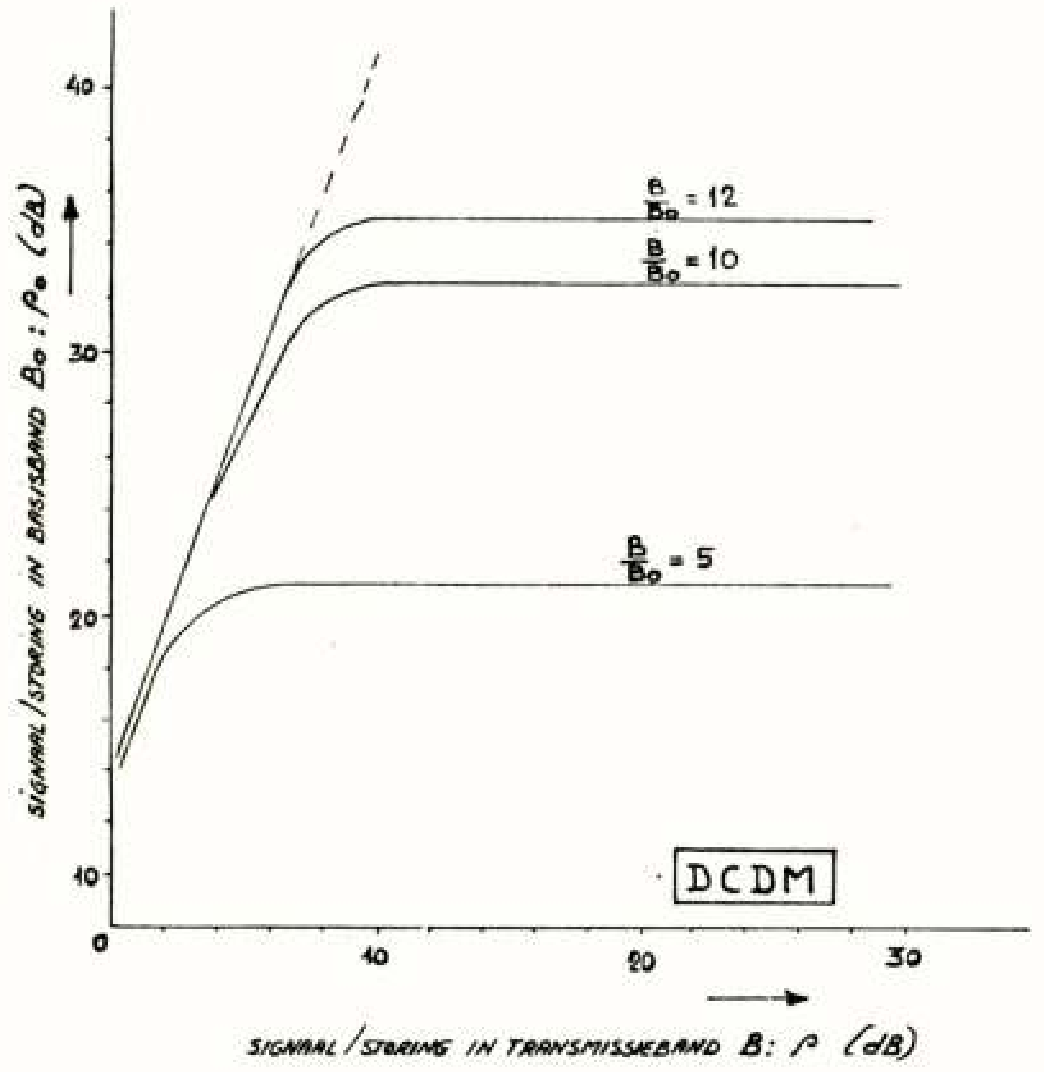


Fig. 6. Het verband tussen ρ_o en ρ als functie van $\frac{B}{B_o}$ voor Delta Modulatie met digitale regeling, de bandbreedte is hier gelijk aan de bitsnelheid genomen, de modulatie is een ruisbandje rond 500 Hz, de circuits zijn toegesneden op spraakoverdracht.

waarbij is gerekend met de minimale afstand tot een stoorzender, n is een factor < 6. Wanneer nu het zendvermogen zo groot is, dat we alleen met onderlinge storing te rekenen hebben, dan vinden we in de transmissieband B een signaal/storing verhouding ρ, volgend uit deling van (1) en (2), ter grootte :

$$\rho = \frac{(d_s - d_c)^4}{nd^4} \qquad (3)$$

Voor de grens van de cel, op afstand d_c van de VP, wordt dit de minimaal te leveren ρ_{min}

$$\rho_{min} = \frac{(d_s - d_c)^4}{nd_c^4} \qquad (4)$$

Hieruit volgt voor de grensreikwijdte d_c :

$$d_c^4 = \frac{(d_s - d_c)^4}{n\rho_{min}} \qquad (5)$$

Nu is d_s de afstand waarop in een VP dezelfde kanaalfrequentie weer herhaald wordt, de MP's van deze storende VP bevinden zich minimaal op afstand $(d_s - d_c)$ van de beschouwde VP. Over het oppervlak $\pi(d_s - d_c)^2$ kunnen alle kanalen 2 à 3 maal uitgegeven worden, de vermenigvuldigingsfactor (stel v) bedraagt ca. 2 voor kleine $\frac{d_s}{d_c}$ en stijgt met toenemende $\frac{d_s}{d_c}$ tot 3, zie ook (Freytag, 1965). Voor het totaal aantal benodigde kanalen M volgt dan :

$$vM = \pi(d_s - d_c)^2 m^{-1} \alpha D \qquad (6)$$

m is hierin het kanaalrendement, dat is het aantal Erlang/kanaal dat een stagnatiekans W_s oplevert. Stellen we de totaal benodigde bandbreedte F, dan is :

$$F = MB \qquad (7)$$

Combinatie van (5), (6) en (7) levert nu met een bepaalde hergroepering van de factoren :

$$F = \frac{\pi}{v}\sqrt{n}\; m^{-1}\; d_c^2\; B\sqrt{\rho_{min}}\; \alpha D \qquad (8)$$

We zullen nu de verschillende factoren uit (8) nader analyseren : $\frac{\pi}{v}$ en $\sqrt{n}$ zijn nagenoeg constante factoren en verder weinig interessant, wel dient nog vermeld dat n afhangt van het stralingsdiagram van de antennes.

Het benodigde spectrum is evenredig met m^{-1}, het kanaalrendement. In fig. 7 is dit kanaalrendement gegeven voor een z.g. volledig toegankelijke bundel, als functie van het aantal kanalen per VP, met de stagnatiekans W_s als parameter. Om een volledig toegankelijke bundel te krijgen moet iedere MP iedere vrije kanaalfrequentie van een VP kunnen gebruiken. In de gestippelde krommen is aangegeven hoe het kanaal- of bundelrendement verslechtert als groepjes MP's slechts op één kanaalfrequentie met een VP kunnen communiceren, zoals dat thans meestal nog het geval is. Om een goed bundelrendement te krijgen moet het aantal kanalen per VP tamelijk groot zijn. De middelen om via het bundelrendement het spectrumgebruik te verminderen zijn dus : ordening en schaalvergroting, onder ordening hier te verstaan het concentreren van zenders en een geordende kanaaltoewijzing met volledige toegankelijkheid.

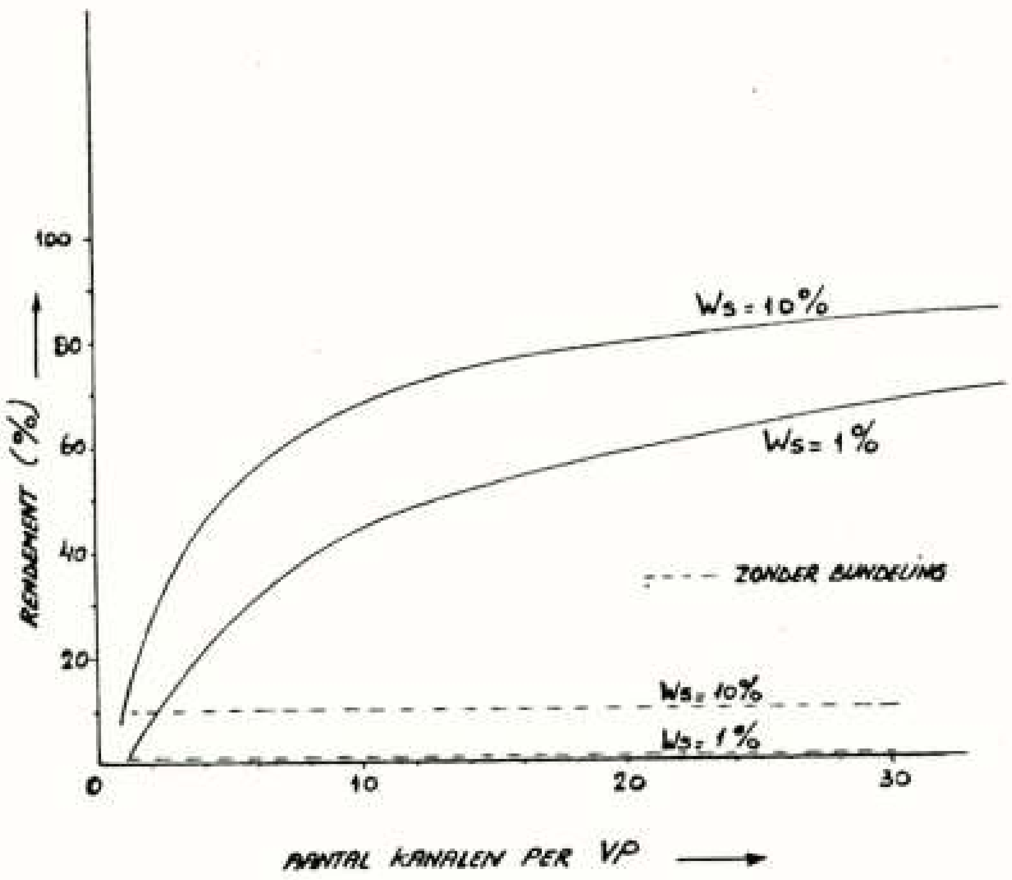


Fig. 7. Kanaalrendement als functie van het aantal kanalen.

De volgende factor in F is $d_c{}^2$: het spectrumgebruik is evenredig met het celoppervlak. Vandaar dat in de plannen voor nieuwe systemen zo vaak het begrip celverkleining (small-cell) opduikt. Een kleine cel is geen groot bezwaar, ook niet wanneer een mobiele gebruiker een grotere actieradius heeft dan één cel; de verbinding kan steeds worden gemaakt resp. onderhouden via de VP van de cel waarin zich de MP op dat moment bevindt, van die VP loopt dan de verbinding door het draadnet naar de bestemming.

Zeer interessant is verder de factor in F gevormd door de combinatie $B\sqrt{\rho_{min}}$; zoals we zagen is ρ_{min} een functie van $\rho_{o\ min}$ (basisband) en de verhouding $\frac{B}{B_o}$ (ook wel bandbreedteëxpansiefactor geheten). Het verband is zodanig, dat als B groter wordt, volstaan kan worden met een kleinere ρ_{min} om te voldoen aan de vereiste $\rho_{o\ min}$. Dit houdt in, dat er mogelijkheid tot optimalisatie is. De ligging van het optimum hangt af van de modulatiemethode en de vereiste $\rho_{o\ min}$. We zullen hier niet voor verschillende modulatiemethoden dit optimum analytisch bepalen, maar ons beperken tot een numeriek voorbeeld; hiervoor nemen we FM. Stel, de vereiste signaal/storing verhouding $\rho_{o\ min}$ in het basisbandsignaal bedraagt 34 dB. Maken we $\frac{B}{B_o} = 5$, d.w.z. een kanaalbreedte van 15 kHz voor spraak, dan is volgens fig. 5 de vereiste ρ_{min} in de transmissieband 22 dB. $B\sqrt{\rho_{min}}$ bedraagt dan $15.10^3\sqrt{160} = 19.10^4$. Maken we de transmissiebandbreedte veel groter, b.v. 60 kHz met $\frac{B}{B_o} = 20$, dan is de vereiste ρ_{min} veel kleiner n.l. ongeveer 9 dB; hierbij bedraagt $B\sqrt{\rho_{min}}$ $60.10^3\sqrt{8} = 17.10^4$, dat is dus iets minder dan bij 15 kHz : het benodigde spectrum is dus ook minder, ondanks de veel grotere kanaalbreedte ! Het optimum voor B blijkt tussen de gekozen waarden in te liggen, n.l. bij $\frac{B}{B_o} = 10$, dat is 30 kHz bandbreedte. Dan is juist $\rho_{min} = 10$ nodig en we vinden $B\sqrt{\rho_{min}} = 30.10^3 \ .\ \sqrt{10} = 9{,}5.10^4$. Een analytische bepaling van het optimum is te vinden in (Muilwijk, 1973). Een duidelijke conclusie is, dat een kleinere kanaalbreedte kan leiden tot grotere benodigde bandbreedte, bij nadere beschouwing volgt ook dat meer bandbreedte nodig is bij hogere kwaliteit van de verbinding.

Optimalisatieberekeningen kunnen worden verricht voor verschillende soorten modulatie, zie ook (Muilwijk, 1973); zo kan m.b.v. fig. 6 het resultaat voor Delta-modulatie worden afgeleid. We vinden dan voor $\rho_{o\ min} = 34$ dB een optimale verhouding $\frac{B}{B_o} = 11{,}5$ bij $\rho_{min} = 8{,}5$ dB. Dan wordt $B\sqrt{\rho_{min}} = 9{,}1.10^{-4}$, dat is juist iets lager dan voor FM. Bij lagere $\rho_{o\ min}$, bijv. 22 dB, vinden we voor optimale Delta-modulatie $B\sqrt{\rho_{min}} = 3{,}2.10^4$ en voor optimale FM $B\sqrt{\rho_{min}} = 4{,}8.10^4$, hier is het verschil dus groter.

Voor specifieke gevallen moeten evenwel de statistische fluctuaties van de signalen in rekening worden gebracht en moeten marges in de kanaalbreedte worden ingevoerd om verloop van filters en oscillatoren op te kunnen vangen. Uit het behandelde eenvoudige model is wel een trend af te leiden, n.l. dat bij lage gewenste kwaliteit een e.z.b. modulatie gunstig blijkt, maar dat bij wat betere kwaliteit, zo omstreeks 20 dB signaal/storing, Delta-modulatie de voorkeur verdient; bij nog hogere kwaliteit (ca. 40 dB) gaan FM en PCM het winnen. Voorts blijkt de huidige 25 kHz kanaalafstand voor FM een vrij goede keuze te zijn.

Het benodigde spectrum blijkt evenredig te zijn met αD. Daar D een (geografische) gebruikersdichtheid is, is αD een soort gespreksdichtheid, uit te drukken in Erlang/m²; het benodigde spectrum is dus evenredig met deze gespreksdichtheid.

EEN MAAT VOOR DE SPECTRUMBENUTTING

Een goede maat voor de spectrumbenutting is nu te geven door te stellen dat de benutting beter is naarmate per bandbreedteëenheid een grotere gespreksdichtheid kan worden verwerkt.

De maat wordt dan :
Spectrumbenutting = Erlang/Hz m^2.

CONCLUSIES

Uit een eenvoudig model kan worden afgeleid welke parameters fundamenteel bepalend zijn voor de spectrumbenutting en in welke mate. Verdere verfijningen en uitbreidingen kunnen in het model worden aangebracht.

De spectrumbenutting is uit te drukken in Erlang/Hz m^2.

Ordening en schaalvergroting leiden tot een betere spectrumbenutting.

De spectrumbenutting wordt beter naarmate de verzorgingsgebieden van vaste posten (cellen) kleiner zijn.

Uit oogpunt van spectrumbenutting is er een optimale kanaalbreedte, die niet de kleinst mogelijke is; de optimale kanaalbreedte en ook de keuze van modulatiemethode die de optimale breedte levert, is afhankelijk van de gewenste kwaliteit.

De hier gedefinieerde spectrumbenutting neemt af wanneer men een betere kwaliteit van de verbinding verlangt.

REFERENTIES

1. H.H. Freytag en R. Haas : Ueber ein Verfahren zur Bestimmung der minimalen Kanalzahl in flächenhaften Netzen des nichtöffentlichen beweglichen Landfunks, NTZ, vol. 18, nr. 10, 1965.

2. D. Muilwijk : Comparison and Optimization of Multiplexing and Modulation methods for a group of Radio Networks, Philips Research Reports, vol. 28, pp. 347-376.

Voordracht gehouden op 12 mei 1977 in het PTT vergadercentrum te Utrecht, tijdens een gemeenschappelijke werkvergadering van het NERG (no. 265), de Benelux Sectie van het IEEE en de Sectie voor Telecommunicatietechniek van het KIVI.

Tijdschrift van het Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap

Inhoud

deel 42 - nr. 6 - 1977

druk: Het Zuiden Eindhoven